ACȚIONĂRI ELECTRICE

CUPRINS

Introducere 11

PARTEA I-a ACȚIONĂRI ELECTRICE

1. Elemente de mecanica acționărilor electrice 13
1. 1. Definiții. Structura sistemelor de acționare electrică 13
1. 2. Ecuația fundamentală a mișcării rotative 16
1. 3. Influența unui reductor mecanic 20
1. 4. Elasticitățile și jocurile din sistemele de acționare 21
1. 5. Reducerea mișcării de translație la mișcarea de rotație și invers 22
1. 6. Momente axiale interne de inerție 23
1. 7. Caracteristici mecanice de sarcină 25
1. 8. Stabilitatea statică a sistemelor electrice de acționare 27
1. 9. Integrarea ecuației simplificate de mișcare 30
1.9.1. Soluția analitică a ecuației de mișcare 31
1.9.2. Soluția ecuației de mișcare linearizate 33
1.9.3. Integrare grafică 33
1.10. Aplicații 35

2. Organe de transmisie dintre motor și mașina de lucru 36
2. 1. Considerații generale 36
2. 2. Raportul de transmisie 39
2. 3. Cuplaje electromagnetice 40
2.3.1. Cuplaje electromagnetice de fricțiune 42
2.3.2. Cuplaje electromagnetice cu pulbere 43
3.3.3. Cuplaje electromagnetice cu alunecare 45
2.4. Scheme de reglare cu cuplaje electromagnetice 47

3. Caracteristici mecanice și regimuri de funcționare ale motoarelor electrice de acționare 49
3.1. Caracteristici mecanice ale motoarelor 49
3.2. Caracteristici mecanice și regimuri de funcționare ale motoarelor asincrone ... 49
3.2.1. Caracteristica mecanică naturală. Regimuri de funcționare 50
3.2.2. Comportarea motorului asincron în condiții diferite de cele nominale 52
3.3. Caracteristicile mecanice ale motorului sincron 55
3.4. Caracteristici mecanice și regimuri de funcționare ale motoarelor de curent continuu 57
3.4.1. Motorul de curent continuu cu excitație în derivație 57
3.4.2. Motorul de curent continuu cu excitație în serie 60
3.4.3. Motorul de curent continuu cu excitație mixtă 63

3.5. Motoare electrice neconvenționale ... 64
3.5.1. Motorul asincron liniar cu cîmp progresiv. Principiul de funcționare 64
3.5.2. Oscilomotoare cu mișcare lineară ... 70
3.5.3. Motoare pas cu pas ... 75
3.6. Comportarea generală a acționărilor electrice ... 79
3.6.1. Sarcini periodice oarecare ... 79
3.6.2. Sarcină periodică cu grafic în două trepte rectangulare ... 80
3.6.3. Sarcină cu variație discretă oarecare ... 83
3.7. Aplicații ... 84

4. Pornirea și frînarea motoarelor electrice ... 90
4.1. Pornirea motoarelor asincrone ... 91
4.1.1. Pornirea directă ... 91
4.1.2. Pornirea indirectă ... 93
4.1.3. Particularitățile pornirii motoarelor asincrone cu rotorul bobinat 99
4.2. Pornirea motorului sincron ... 104
4.2.1. Pornirea asincronă directă ... 104
4.2.2. Pornirea asincronă indirectă ... 106
4.2.3. Pornirea sincronă cu frecvență variabilă ... 106
4.3. Pornirea motoarelor de curent continuu ... 107
4.3.1. Pornirea directă ... 107
4.3.2. Pornirea motorului cu excitație independentă și mai multe trepte de rezistență rotorică ... 109
4.3.3. Calculul reostatului de pornire la motorul de curent continuu cu excitație independentă ... 110
4.3.4. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în serie și mai multe trepte de rezistență ... 113
4.3.5. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație mixtă ... 114
4.3.6. Trepte pregătitoare ale reostatelor de pornire ... 114
4.4. Inversarea sensului de rotație ... 114
4.4.1. Motoare trifazate asincrone ... 115
4.4.2. Motoare de curent continuu 115
4.5. Frînarea motoarelor electrice ... 116
4.5.1. Frînarea motoarelor trifazate asincrone 116
4.5.2. Frînarea motoarelor sincrone ... 126
4.5.3. Frînarea motoarelor de curent continuu ... 127
4.6. Energetica regimurilor mecanice tranzitorii ... 137
4.6.1. Mașinile de curent continuu cu excitație și derivație independentă 137
4.6.2. Mașina asincronă trifazată ... 139
4.6.3. Măsuri de micșorare a pierderilor în regimurile tranzitorii ... 141
4.7. Aplicații ... 142

5. Sisteme de acționare reglabile cu tensiune constantă de alimentare ... 151
5.1. Generalități ... 151
5.2. Indici și criterii de apreciere a metodelor de reglare a vitezei ... 153
5.3. Acționări reglabile cu motoare asincrone trifazate ... 155
5.3.1. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli ... 155
5.3.2. Reglarea vitezei prin modificarea rezistenței circuitului rotoric ... 157

5.3.3. Reglarea vitezei cu frîne comandabile 160
5.3.4. Reglarea vitezei prin modificarea impedanței statorice 161
5.4. Acționări reglabile cu motoare sincrone trifazate 161
5.5. Acționări reglabile cu motoare de curent continuu cu excitație independentă 162
5.5.1. Reglarea vitezei prin rezistența echivalentă a circuitului rotoric 162
5.5.2. Reglarea vitezei prin fluxul de excitație 164
5.6. Acționări reglabile cu motoare de curent continuu cu excitație în serie..... 165
5.6.1. Reglarea vitezei prin rezistența circuitului rotoric 165
5.6.2. Reglarea vitezei prin fluxul de excitație 165
5.6.3. Reglarea vitezei prin înserierea de motoare 166
5.7. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor 166
6. Acționări electrice reglabile cu tensiune de alimentare variabilă 170
6.1. Generalități 170
6.2. Acționări cu motoare asincrone trifazate 172
6.2.1. Reglarea vitezei prin tensiunea de alimentare 172
6.2.2. Reglarea vitezei prin mutatoare directe de frecvență (ciclo-convertoare) 177
6.2.3. Reglarea vitezei prin convertoare indirecte de frecvență (cu circuit intermediar de curent continuu) 180
6.3.4. Reglarea vitezei prin impulsuri în regim pas cu pas 185
6.3. Acționări cu motoare sincrone 187
6.4. Acționări cu motoare de curent continuu cu excitație independentă 187
6.4.1. Instalații cu mutatoare monofazate 188
6.4.2. Instalații cu mutatoare trifazate 196
6.5. Acționări cu motoare de curent continuu cu excitație în serie 203
6.6. Variatoare de curent alternativ cu convertoare tiristorizate 206
6.6.1. Variatoare monofazate 206
6.6.2. Variatoare trifazate 209
6.7. Reglarea vitezei prin variatoare statice de tensiune continuă (choppere) 211
6.7.1. Funcționarea variatorului de tensiune continuă în mai multe cadrane 217
6.7.2. Comanda variatorului de tensiune 220
6.8. Acționări electrice cu grupuri de mașini 220
6.8.1. Grupul Ward-Leonard 221
6.8.2. Scheme în cascadă 224
6.8.3. Sisteme de transmisie sincronă 227
7. Alegerea motoarelor electrice rotative 230
7.1. Încălzirea și răcirea mașinilor electrice 231
7.2. Servicii de funcționare 233
7.3. Determinarea puterii motoarelor funcționînd în serviciul continuu..... 235
7.4. Reducerea unei sarcini temporare la o sarcină echivalentă constantă în timp 236
7.5. Reducerea unei sarcni variabile periodic la o sarcină echivalentă constantă în timp 237
7.5.1. Metoda pierderilor medii 237
7.5.2. Metoda curentului echivalent 238
7.5.3. Metodele cuplului și puterii echivalente 239
7.6. Verificările netermice în alegerea motorului de acționare 240

7.7. Alegerea tipului de motor, a tensiunii, frecvenței și turației 241
7.7.1. Alegerea tensiunii și frecvenței 241
7.7.2. Alegerea turației nominale și a raportului de transmisie 242
7.8. Adaptarea motorului la condițiile ambiante de funcționare 243
7.8.1. Tipul constructiv, gradele de protecție și modul de răcire a motoarelor electrice 243
7.8.2. Protecția motoarelor electrice și a echipamentului electric în atmosferă cu pericol de explozie 246
7.9. Aplicații 250

8. Protecția sistemelor de acționare 255
8.1. Protecția motoarelor de acționare 255
8.1.1. Cerințele protecției împotriva suprasolicitărilor termice 255
8.1.2. Variația tensiunii rețelei 256
8.1.3. Supratensiuni de origine internă și externă 257
8.2. Condiționarea protecției motorului de către funcționarea în diferite servicii tip 257
8.2.1. Serviciul continuu (S1) 257
8.2.2. Serviciul de scurtă durată (S2) 257
8.2.3. Serviciile intermitent periodic (S3) și neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic (S6) 258
8.3. Tipuri și dispozitive de protecție a motoarelor 258
8.3.1. Protecția minimală 259
8.3.2. Protecția maximală 259
8.3.3. Protecția la suprasarcini reduse, de durată 260
8.4. Protecția ventilelor semiconductoare de putere 262
8.4.1. Protecția diodelor și tiristoarelor la supracurenți 262
8.4.2. Protecția ventilelor semiconductoare la supratensiuni 263
8.4.3. Limitarea vitezei de variație a tensiunii du/dt și a curentului di/dt la tiristoare 265
8.4.4. Protecția circuitului de comandă a tiristoarelor 266
8.5. Protecția contra tensiunilor accidentale 266
8.5.1. Efectele fiziologice ale curentului electric 266
8.5.2. Producerea accidentelor cauzate de curentul electric 267
8.5.3. Determinarea curentului electric ce trece prin corp 268
8.5.4. Mijloace folosite pentru evitarea accidentelor de electrocutare 271
8.5.5. Protecția prin legare la pământ 272
8.5.6. Protecția prin legare la nul 273
8.5.7. Protecția prin deconectarea automată la tensiunea de atingere 275
8.5.8. Protecția prin deconectarea automată la curent de defect 275

PARTEA A II-A. AUTOMATIZĂRI

9. Instalații automatizate. Noțiuni introductive 276
9.1. Terminologia uzuală folosită în automatică 276
9.1.1. Comanda și reglarea automată 276
9.1.2. Clasificarea sistemelor de reglare automată 284
9.2. Indicatori de calitate și ai unui sistem automat 285

10. Comportarea dinamică a S.R.A. 288
10.1. Metoda ecuațiilor diferențiale 288
10.1.1. Generalități 288

10.1.2. Exemple de stabilire a ecuațiilor diferențiale ale unor sisteme fizice liniare ... 289
10.1.3. Normarea și linearizarea ... 292
10.2. Elemente de transmisie ... 296
10.2.1. Elemente de tip P, D și I ... 296
10.2.2. Element inerțial de ordinul întîi (PT_1) ... 298
10.2.3. Element inerțial de ordinul al doilea (PT_2) ... 299
10.2.4. Element cu timp mort ... 302
10.2.5. Elemente de automatizare cu acțiune combinată ... 303
11. Analiza sistemelor de reglare automată liniare și continue ... 303
11.1. Semnale tip de intrare ... 303
11.1.1. Semnalul treaptă ... 303
11.1.2. Semnalul rampă ... 304
11.2.3. Semnalul impuls ... 304
11.1.4. Semnalul armonic (sinusoidal) ... 305
11.2. Răspunsul elementelor de automatizare la diferite semnale de intrare ... 306
11.2.1. Răspunsul la semnalul treaptă ... 306
11.2.2. Răspunsul la semnalul armonic (răspunsul la frecvență) ... 310
11.3. Scheme structurale ... 316
11.3.1. Reprezentarea simbolică a elementelor de automatizare ... 318
11.3.2. Algebra schemelor structurale ... 321
11.3.3. Reacția inversă și cuplarea inversă ... 325
11.4. Metoda caracteristicilor de frecvență ... 329
11.4.1. Caracteristici de frecvență ... 329
11.4.2. Caracteristicile de frecvență ale principalelor elemente de reglare ... 331
11.4.3. Reguli de calcul ... 336
11.5. Stabilitatea sistemelor de reglare automate liniare ... 338
11.5.1. Noțiunea de stabilitate ... 338
11.5.2. Criteriul lui Nyquist ... 340
11.5.3. Criteriul lui Bode ... 343
11.5.4. Stabilizarea circuitelor de reglare fără element I în elementul de execuție ... 345
11.5.5. Stabilizarea circuitelor de reglare cu element I în elementul de execuție ... 350
12. Regulatoare ... 353
12.1. Caracteristici de frecvență și funcția tranzitorie ... 353
12.2. Teorema constantelor de timp mici 353
12.3. Acordarea optimă a regulatoarelor ... 355
12.3.1. Considerații generale ... 355
12.3.2. Criteriul modulului ... 355
12.3.3. Criteriul simetriei ... 362
12.3.4. Criterii integrale ... 364
12.4. Realizarea practică a regulatoarelor ... 367
12.4.1. Structura regulatoarelor ... 367
12.4.2. Amplificatorul regulatorului ... 369
12.4.3. Circuite de intrare ale regulatoarelor ... 371
12.4.4. Circuite de reacție ale regulatoarelor ... 373

13. Principii de realizare a sistemelor de reglare automată 379
13.1. Reglarea automată a unei singure mărimi 379
13.1.1. Considerații generale 379
13.1.2. Reglarea convergentă 379
13.1.3. Reglarea paralelă 380
13.1.4. Reglarea în cascadă 381
13.2. Reglarea automată a două sau mai multe mărimi 383
13.3. Echipamente unificate românești de reglare 386

14. Circuite logice și automatizări secvențiale 392
14.1. Funcții logice și elemente de algebră Boole 392
14.1.1. Funcții logice uzuale 392
14.1.2. Elemente de algebră logică 395
14.2. Circuite logice 396
14.2.1. Circuite logice cu diode semiconductoare 397
14.2.2. Circuite logice cu tranzistoare 398
14.3. Sisteme secvențiale și automatizarea mașinilor-unelte 400
14.4. Aplicație 401

Anexa I. Simboluri literale în schemele de acționări electrice 405

Anexa II. Simboluri grafice folosite în schemele de acționări electrice 406

Anexa III. Motoare pentru marca seria M-2 412

Anexa IV. Motoare de curent continuu 414

Anexa V. Rezistențe pentru motoare marca tip M-2 415

Anexa VI. Rezistențe pentru motoare marca tip M-3 B 416

Anexa VII. Rezistențe tip ZR 417

Anexa VIII. Elemente de calcul operațional 418

Anexa IX. Caracteristicile variatoarelor de turație cu tiristoare fabricate de „Electrotehnica" București 422

INTRODUCERE

Documentele Congresului al XII-lea al Partidului Comunist Român prevăd creșterea puternică a industriei socialiste paralel cu modernizarea continuă a acesteia prin introducerea tehnicii și tehnologiilor moderne. Orientarea spre ramurile de înaltă tehnicitate, care valorifică superior resursele de materii prime și muncă socială, va însemna creșterea puternică a industriei electrotehnice și electronice.

Ținînd seama de rolul și importanța acționărilor electrice în producția industrială, documentele de partid au nominalizat și evidențiat sarcina dezvoltării impetuoase a acționărilor electrice reglabile.

Acționările electrice acoperă o gamă foarte largă de puteri (de la 50 W la 100 MW) și de turații (100 rot/min pînă la 50 000 rot/min) fiind prezente în toate ramurile industriale. Sub acest aspect ele reprezintă evident cea mai importantă cale de aplicare practică, în industrie, a realizărilor moderne ale electrotehnicii și electronicii. Pe de altă parte, dezvoltarea rapidă a unor ramuri ca electronica de putere, calculatoarele electronice și mai recent tehnica microprocesoarelor au impulsionat extrem de mult dezvoltarea acționărilor electrice industriale, modificînd uneori sensibil concepțiile referitoare la reglarea acestora.

Sistemul de acționare electrică trebuie considerat și tratat ca un tot unitar: mașină de lucru, motor electric de antrenare, parte de alimentare și parte de reglare. Acestea, în strînsă interdependență, determină calitățile dinamice și energetice ale sistemului de acționare și în ultimă instanță performanțele utilajului acționat (mașină-unealtă, laminor, mașină textilă, instalație de foraj, locomotivă electrică, navă etc.). Pentru rezolvarea acestora se apelează la cunoștințele din diferite domenii ca: mecanică, organe de mașini, mașini și aparate electrice, electronică, calculatoare, teoria sistemelor automate. Simularea digitală a întregului sistem de acționare reglabilă permite cercetătorului să determine direct comportarea dinamică, dîndu-i astfel posibilitatea de a decide rapid asupra soluției optime prin compararea diferitelor variante. Ținînd seama de marea răspîndire a acționărilor electrice industriale, reducerea permanentă a gabaritelor, micșorarea costului și reducerea consumului de energie al întregului sistem constituie preocupări permanente ale celor care își desfășoară activitatea în acest domeniu.

Ramura acționărilor electrice reprezintă prin urmare un domeniu de joncțiune interdisciplinar de mare însemnătate pentru orice industrie modernă și în continuă dezvoltare. Disciplina de acționări electrice este deci susceptibilă de permanente înnoiri, înglobînd rapid, în rezolvări concrete, ultimele

cuceriri ale științei și tehnicii. Faptul că în ultimele două decenii am asistat la trecerea de la sisteme de acționare relativ simple — realizate cu aparatură de comutație cu contacte — la sisteme de automatizare a acționărilor electrice în care se includ echipamente statice de alimentare (redresoare comandate și invertoare realizate cu elemente semiconductoare), calculatoare de conducere a proceselor și mai recent minicalculatoare realizate cu microprocesoare, dovedește concludent dinamica acestei discipline.

În țara noastră dezvoltarea acționărilor electrice automatizate s-a realizat prin puternice centre de cercetare-proiectare (I.P.A., I.C.P.E., IPROLAM, IPROMET etc.) și producție (ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA, F. E. A. etc.).

Partea I. ACȚIONĂRI ELECTRICE

CAPITOLUL I

1. ELEMENTE DE MECANICA ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

1.1. DEFINIȚII. STRUCTURA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

În concepția actuală, un *sistem**) *de acționare electrică* reprezintă un *sistem de conversie a energiei electrice în energie mecanică*, care asigură controlul pe cale electrică a energiei mecanice obținute și a parametrilor săi. Scopul esențial al unui sistem de acționare electrică este punerea în mișcare a unei *mașini de lucru*, receptorul de energie mecanică. În procesul de producție, energia mecanică furnizată de unul sau mai multe motoare electrice din cadrul acționării electrice este utilizată de mecanismul sau mecanismele executoare ale mașinii de lucru.

În prezent se disting în principal trei structuri de bază ale sistemelor de acționare electrică: *elementare* sau *clasice*, *automatizate* și *complex automatizate*. În componența lor pot intra un singur motor de acționare (sisteme de acționare electrică individuală) sau mai multe, fiecare motor acționînd doar un singur organ al unei mașini complexe de lucru.

Sistemele elementare de acționare electrică (fig. 1—1) posedă ca element central un motor, care poate fi privit ca un convertor electromecanic; alimentat la intrare printr-un întreruptor și eventual printr-un dispozitiv electric de reglare de la rețea, transmite la ieșirea sa energie mecanică unei mașini de lucru. Între motor și mașina de lucru poate exista o transmisie mecanică. Un dispozitiv de protecție are drept scop întreruperea furnizării de energie electrică motorului, dacă solicitările elementelor sistemului sînt incompatibile cu buna funcționare. De cele mai multe ori, mărimile de comandă y_1, y_2 sînt date manual. Pot exista uneori dispozitive de afișare și înregistrare.

Utilizări: acționări individuale fără pretenții deosebite cu privire la pornirea, reglarea turației și frînarea motorului electric de acționare, cum ar fi pompe, ventilatoare (cu debit constant), betoniere, mașini simple de ridicat, benzi transportoare, unele mașini-unelte simple

Sistemele automatizate de acționare electrică (fig. 1—2) cuprind suplimentar, în afara elementelor din figura 1—1, o unitate de prelucrare a informației; aceasta este cunoscută ca dispozitiv de comandă sau reglare, după sarcinile pe care le are. Ea servește la realizarea algoritmului de comandă sau reglare, utilizînd mărimea de prescriere obținută de la dispozitivele supraordonate sau furnizată manual, mărimea măsurată x_3, furnizată dispozitivului de reglare printr-o legătură inversă. Aceasta din urmă elaborează după diferite legități ordinele de reglare y. Cum se va vedea, absența legăturii inverse, deci a furnizării mărimii x_3, este caracteristică sistemelor de comandă automată.

---

*) Prin *sistem* se înțelege un ansamblu de elemente fizice interconectate, servind unui scop funcțional comun și în care fenomenele ce se petrec respectă cauzalitatea.

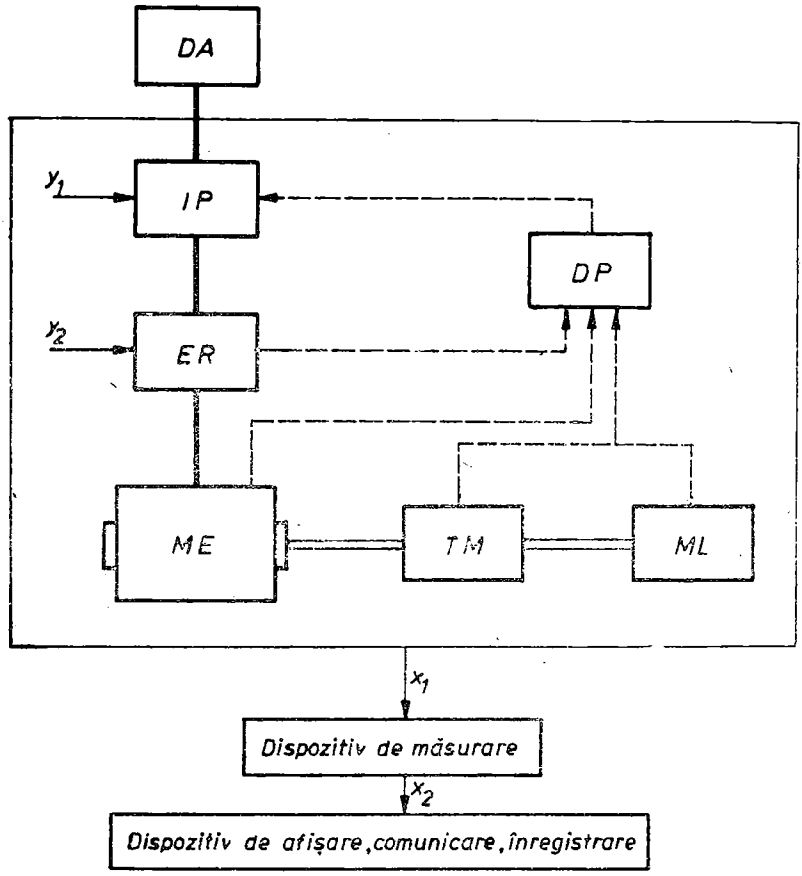


Fig. 1—1. Structura unui sistem elementar de acționare electrică:

DA — dispozitiv de alimentare cu energie electrică; *IP* — întreruptor de putere; *ER* — element de reglare sau regulator; *ME* — motor electric; *TM* — transmisie mecanică; *ML* — mașină de lucru; *DP* — dispozitiv de protecție; y_1, y_2 — mărimi de comandă; x_1, x_2 — mărimi de măsurat, respectiv de afișat. Legăturile electrice: cu linie plină; legăturile cinematice: cu două linii paralele.

Sistemele automatizate de acționare electrică realizează pornirea, frînarea și reglarea turației după anumite legi de desfășurare a lor, putînd menține în anumite limite și toleranțe diferite mărimi electrice și mecanice (limitare de curent, de cuplu, menținerea constantă a turației etc.).

Utilizări: acționările cu pornire și frînare automate, ca ascensoare, standuri de probă etc.

Notă. Dispozitivele de măsurare, inexistente deseori în sistemele de acționare elementare, sînt absolut necesare în sistemele automatizate de acționare ce conțin legături inverse.

Sistemele complex automatizate de acționare electrică cuprind grupe de acționări și unități de prelucrare a informației, dispuse în ordine ierarhică (mărimile de ieșire ale unităților de rang superior acționează asupra celor de rang inferior) (fig. 1—3). Ultimele sisteme de acționare, din cel din urmă plan, sînt autonome între ele, fiind concepute ca cele din figura 1—2. În

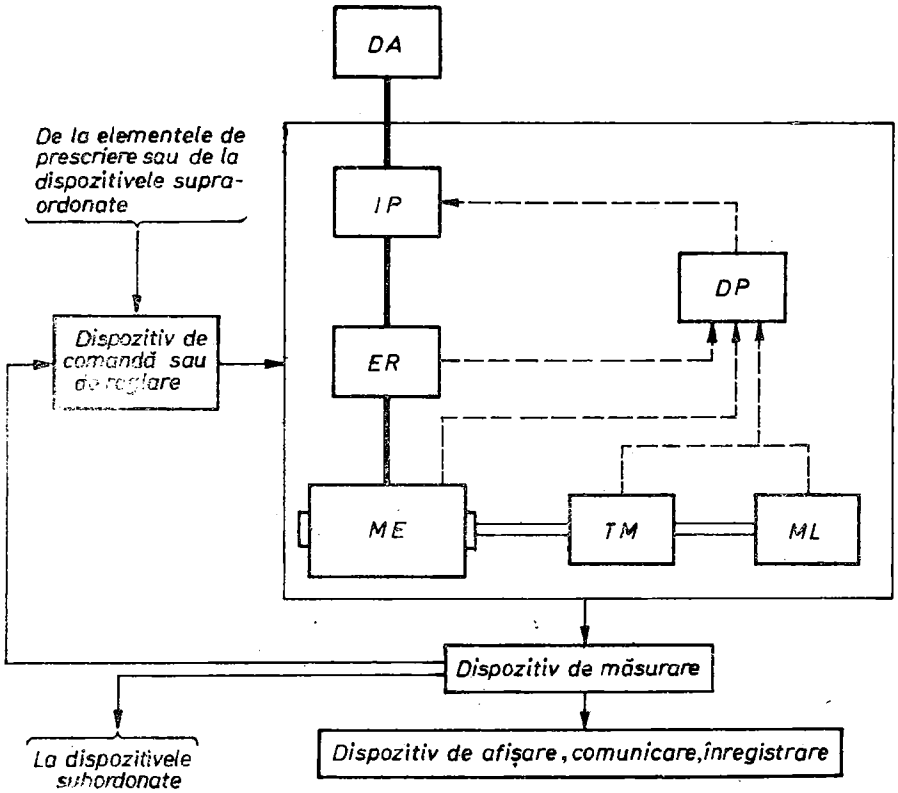


Fig. 1—2. Structura unui sistem automatizat de acționare electrică (a se vedea legenda figurii 1—1);

x_2, x_3, x_3 — mărimi măsurate.

sistemele complet automatizate se pot distinge grupe de funcțiuni, după necesitățile tehnologice, care primesc mărimile prescrise, respectiv ordinele de operații, de la un dispozitiv de comandă automată supraordonat. Acesta primește la rîndul său ordine de la un dispozitiv central, de obicei un calculator de proces. Calculatorul este dirijat de personalul de serviciu sau de dispozitivele de prelucrare a informației ale altui plan superior. În caz de

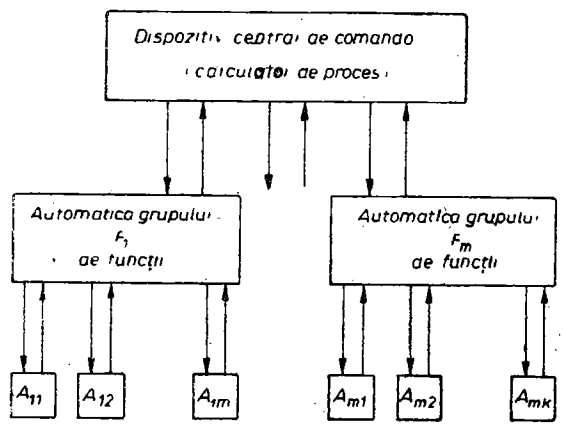


Fig. 1—3. Sistem complex automatizat de acționare: A_{ps} — sisteme de acționare conform figurii 1—2; $F_1, \ldots, F_m$ — automatica grupelor de funcții.

avarie, elementele de același rang nu se influențează între ele, aceasta rămînînd localizată.

Sisteme de acționare avînd o structură complex automatizată se întîlnesc de exemplu în cadrul sistemelor conduse de calculator în industria prelucrătoare de metale, la laminoarele asistate de calculator etc. Există tendința actuală ca locul calculatorului de proces să fie luat de un microprocesor.

1.2. ECUAȚIA FUNDAMENTALĂ A MIȘCĂRII ROTATIVE

Mișcarea elementelor componente ale unui sistem rotativ de acționare electrică se realizează conform legilor cinematicii și dinamicii. Marea majoritate a motoarelor electrice de acționare fiind rotative, în cele ce urmează ne vom referi la asemenea motoare, dacă nu se va face altă mențiune expresă. Dacă ne referim la o acționare individuală, la care motorul electric este cuplat direct cu mașina de lucru, atunci mișcarea arborelui motorului este supusă următoarei ecuații diferențiale, care leagă între ele cuplurile m_i ce acționează asupra arborelui, avînd viteza unghiulară Ω:

$$\sum m_i = J\frac{d\Omega}{dt}, \qquad (1-1)$$

J fiind *momentul axial de inerție* al ansamblului rotor-sarcină, iar $d\Omega/dt$ derivata în raport cu timpul a vitezei unghiulare, adică *accelerația unghiulară*.

Ecuația de mai sus se poate exprima astfel: *cuplul rezultant, adică suma algebrică a cuplurilor care acționează asupra unui corp în mișcare de rotație în jurul unei axe, este proporțional cu accelerația unghiulară imprimată corpului, constanta de proporționalitate fiind momentul de inerție al corpului corespunzător axei de rotație.* Ecuația (1—1) a fost scrisă în ipoteza că distribuția relativă a maselor corpului în mișcare de rotație nu se modifică față de axa de rotație, cu alte cuvinte momentul axial de inerție J nu depinde de viteza de rotație Ω sau de unghiul de rotație.

Ecuația de mișcare (1—1) poate căpăta și o interpretare energetică, care ușurează deseori studiul fizic al unor probleme de acționări. Pentru aceasta să înmulțim ambii membri ai ecuației cu viteza unghiulară și să observăm că $J\frac{d\Omega}{dt} = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}J\Omega^2\right)$, dacă J=const., așa cum am specificat mai înainte. Se obține

$$\sum m_i\Omega = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}J\Omega^2\right), \qquad (1-1')$$

în care este evident că termenii $m_i\Omega$ reprezintă puteri mecanice primite de sistemul de rotație din exterior, dacă sînt pozitive, sau cedate de sistem către exterior dacă sînt negative; termenul din membrul drept este tocmai variația în timp a energiei cinetice $\frac{1}{2}J\Omega^2$ a sistemului în rotație. Așadar, *suma algebrică a puterilor mecanice schimbate de un corp în rotație cu corpuri exterioare este egală cu variația în timp a energiei cinetice de rotație a corpului.*

Conform ecuației (1—1), dacă cuplul rezultant $\sum m_i$ este pozitiv, accelerația unghiulară rezultă pozitivă, în care caz viteza unghiulară crește, iar cuplul rezultant se numește *de accelerare.* În această situație, pe baza relației (1—1') rezultă că din exterior se primește energie mecanică, furnizată corpului în mișcare de rotație, a cărui energie cinetică va crește.

În cazul cînd cuplul rezultant este negativ, accelerația unghiulară este negativă, viteza unghiulară descrescînd în timp. Corpul în rotație este supus unui cuplu rezultant *de frînare* sau *de decelerare*; corpul cedează putere mecanică spre sisteme exterioare și energia sa cinetică scade în timp.

În situația particulară importantă a unui cuplu rezultant nul, accelerația unghiulară se anulează, ceea ce înseamnă o viteză unghiulară constantă în timp. Energia cinetică rămîne invariabilă, iar corpul primește tot atîta putere mecanică din exterior pe cît cedează spre exterior. Acesta constituie *regimul staționar* al mișcării de rotație, spre deosebire de regimurile în care accelerația unghiulară este diferită de zero, denumite regimuri *tranzitorii* sau *nestaționare* ori *dinamice*.

Ecuația (1—1) este analogă ecuației fundamentale a mișcării rectilinii a unui corp rigid (legea a doua a lui Newton),

$$\sum F_i = m \frac{dv}{dt},$$

în care $\sum F_i$ reprezintă suma algebrică a forțelor exterioare care acționează asupra corpului, m masa sa, dv/dt fiind accelerația liniară.

În cazul particular al unui sistem mașină electrică — mașină de lucru putem aduce unele precizări asupra cuplurilor m_i care intervin în ecuația (1—1) a mișcării. Astfel, asupra rotorului mașinii electrice se exercită de către stator, prin intermediul cîmpului electromagnetic, un cuplu m denumit la rîndul său *electromagnetic*. Acest cuplu este o funcție de mărimi electrice și magnetice (cum ar fi tensiunea la bornele mașinii, curentul de excitație, rezistențe, reactanțe etc.), precum și de timp și de viteza unghiulară Ω a rotorului.

Un alt cuplu care acționează în sistemul mașină electrică — mașină de lucru este, evident, *cuplul de sarcină*, dezvoltat de mașina de lucru în urma unei anumite operații tehnologice executate (de pildă ca o consecință a strunjirii unei piese, a deformării prin presare, a ridicării unui corp etc.). Există inevitabil și *cupluri de frecări mecanice*, atît în mașina electrică, ca și în mașina de lucru, în lagărele acestora sau în urma frecărilor cu aerul a pieselor în mișcare. Cuplul de sarcină și cele de frecări sînt funcții de timp, unghi și de viteza unghiulară Ω.

Mai există și alte cupluri de mai mică importanță în majoritatea acționărilor electrice, cum ar fi cuplul corespunzător pierderilor în fierul rotoric al mașinii electrice prin curenți turbionari sau fenomenul de histerezis magnetic, cuplul de torsiune al arborilor în mișcare.

Este tradițional ca toate cuplurile care acționează în același sens în sistemul mașină electrică — mașină de lucru, distincte de cuplul electromagnetic, să fie însumate într-un singur cuplu rezultant de sarcină m_s.

Pentru evitarea unor greșeli sau ambiguități, în cele ce urmează se va adopta următoarea convenție pentru sensurile pozitive ale cuplurilor electromagnetic m și de sarcină m_s: sensul pozitiv pentru cuplul electromagnetic m coincide cu sensul considerat pozitiv al vitezei unghiulare Ω; sensul pozitiv al cuplului de sarcină m_s este opus sensului pozitiv al vitezei unghiulare. Aceste sensuri pozitive convenționale sînt precizate în figura 1—4, cu care ecuația de mișcare (1—1) se poate scrie sub forma

$$m - m_s = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (1-2)$$

care se va folosi ulterior în paginile cursului.

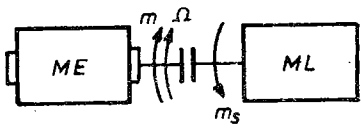


Fig. 1—4. Asocierea sensurilor pozitive pentru cuplurile electromagnetic m și culpul de sarcină m_s.

Această convenție nu înseamnă că aceste cupluri de sarcină sau electromagnetic nu pot avea și alte sensuri. Să insistăm asupra acestui aspect.

Cuplurile de sarcină pot fi *reactive* și *potențiale*. Cuplurile reactive de sarcină sînt întotdeauna de sens opus vitezei unghiulare (fig. 1—5, *a*). Exemplul tipic de cuplu reactiv este cuplul de frecări, dar el poate apărea și cînd mașina de lucru deformează în mod permanent piesa prelucrată (tăiere, compresiune, întindere etc.). Cuplurile potențiale de sarcină au același sens de acțiune independent de sensul vitezei unghiulare (fig. 1—5, *b*), de exemplu cuplul unei instalații de ridicat: indiferent de sensul de deplasare pe verticală a unui corp, la arborele tamburului pe care se înfășoară cablul de susținere a corpului apare un cuplu de sarcină care este rezistent (adică negativ, care se opune mișcării) la ridicarea corpului sau activ (pozitiv, în sensul mișcării) la coborîre. Cupluri potențiale mai pot apărea și în cazul deformărilor elastice ale unor piese prelucrate de mașina de lucru.

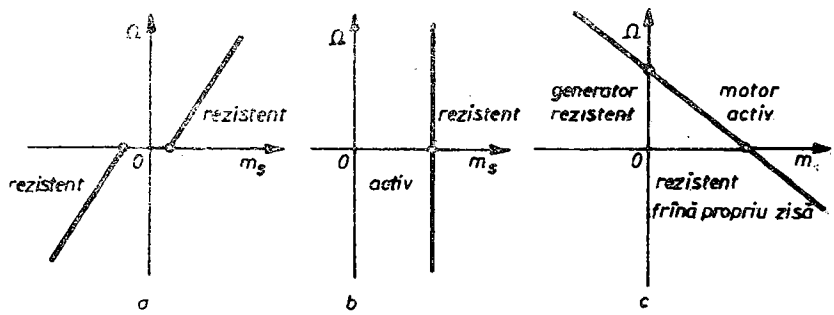


Fig. 1—5. Exemple de dependență a vitezei unghiulare de diferite cupluri:

a — cuplu de sarcină reactiv; *b* — cuplu de sarcină potențial constant; *c* — cuplu electromagnetic al motorului.

În ce privește cuplul electromagnetic al mașinii electrice, acesta poate avea un sens sau altul în raport cu sensul vitezei unghiulare, după regimul de funcționare al mașinii electrice (fig. 1—5, *c*). Dacă aceasta funcționează în regim de motor, cuplul său electromagnetic este pozitiv, adică activ, care întreține mișcarea. Dimpotrivă, dacă mașina electrică se găsește în regimurile de generator sau de frînare propriu-zisă, cuplul său electromagnetic este negativ, adică rezistent, neîntreținînd mișcarea. În multe sisteme de acționare mașina electrică poate trece în decursul unuia și aceluiași regim tranzitoriu dintr-un regim de funcționare în altul, din situația de motor în cea de generator sau de frînă propriu-zisă. În unele acționări se folosesc toate cele trei regimuri posibile ale unei mașini electrice.

În consecință, pentru evitarea de erori grave în studiul mișcării într-un sistem de acționare electrică, trebuie să stabilim în prealabil natura cuplurilor de sarcină cu sensurile lor ca și regimul de funcționare al mașinii electrice. Convenția de sensuri pozitive precizată anterior este de un real folos sub acest aspect.

Uneori, pentru considerente formale, mărimea din membrul drept al ecuației (1—2) este denumită *cuplul dinamic*, fără ca această mărime să aibă din punct de vedere fizic ceva comun cu noțiunea de cuplu în afară de unitatea de măsură. Prin urmare

$$J\frac{d\Omega}{dt}=m_d, \tag{1—3}$$

„cuplul dinamic" m_d putînd fi și el pozitiv sau negativ, în funcție de semnul derivatei unghiulare. Ecuația (1—2) se mai poate deci scrie și sub forma

$$m-m_s=m_d, \tag{1—2'}$$

căreia i se mai spune uneori în mod incorect ecuația de echilibru a cuplurilor.

Cuplul dinamic, respectiv momentul axial de inerție J, apar din analiza mișcării de rotație a unui corp solid nedeformabil. Pentru aceasta să repetăm unele chestiuni de mecanică. Fie corpul de masă M, care să se rotească fără frecări în jurul axei OO' (fig. 1—6). Asupra elementului diferențial de masă dM se va exercita forța inerțială df, momentul de accelerare față de axa OO' care acționează asupra lui dM fiind

$$dm_d=r\cdot df=r\,dM\frac{dv}{dt}=r^2\,dM\frac{d\Omega}{dt},$$

viteza liniară a elementului de masă dM fiind $v=\Omega r$. Momentul dinamic m_d va rezulta prin integrare

$$m_d=\int_0^M dM=\int_0^M r^2\frac{d\Omega}{dt}\cdot dM,$$

M fiind masa totală a corpului în chestiune. Cum viteza unghiulară este aceeași pentru toate elementele de masă, se poate scrie

$$m_d=\frac{d\Omega}{dt}\int_0^M r^2dM=\frac{d\Omega}{dt},$$

unde $J=\int_0^M r^2\,dM$ este momentul axial de inerție.

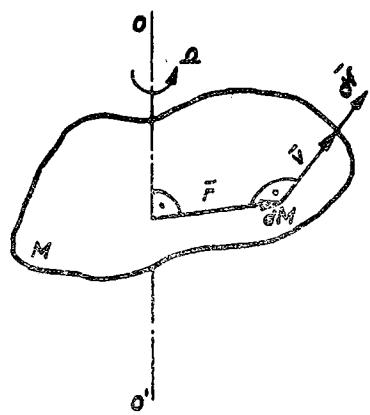


Fig. 1—6. Explicativă la calculul cuplului dinamic și momentului axial de inerție.

Acesta reprezintă de fapt o integrală triplă,

$$J=\int_0^M r^2dM=\int_0^V \rho r^2 dV, \tag{1—4}$$

în care $dM=\rho dV$, ρ densitatea locală și dV elementul diferențial de volum, M și V fiind masa totală a corpului în mișcare de rotație, respectiv volumul total al acestuia. În sistemul internațional de unități (SI), momentul axial de inerție se măsoară în $kg\cdot m^2$ sau $Nm\cdot s^2$.

Momentul axial de inerție poate fi exprimat și prin relația

$$J=MR^2=\frac{MD^2}{4},$$

R fiind raza de girație, iar $D=2R$ diametrul de girație.

O mărime înrudită cu momentul axial de inerție și încă utilizată este *momentul de giratie* sau de *volant*,

$$J_g=GD^2[N\cdot m^2], \tag{1—5}$$

G fiind greutatea corpului în mișcare de rotație, iar D diametrul de girație. Rezultă imediat egalitățile

$$J_g=GD^2=mg\cdot 4R^2=4gJ, \tag{1—6}$$

care constituie relația de legătură dintre momentele de volant și axial de inerție; mai sus, $g = 9{,}81$ m/s^2 este accelerația gravitațională.

În fine, ecuația de mișcare (1—2) poate căpăta o formă particulară prin utilizarea turației n (rot/min) în locul vitezei unghiulare Ω (rad/s). Avem

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} = \frac{\pi n}{30}; \quad \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\pi}{30}\frac{dn}{dt} \simeq 0{,}105\frac{dn}{dt} = \frac{1}{9{,}55}\frac{dn}{dt},$$

cu care ecuația (1—2) capătă aspectul

$$m - m_s = 0{,}105\ J\frac{dn}{dt}. \qquad (1-2'')$$

Utilizarea momentului de volant GD^2 (în Nm^2) simultan cu a turației n în rot/min conduce la ecuația

$$m - m_s = \frac{GD^2}{375}\frac{dn}{dt}, \qquad (1-2''')$$

deoarece $J = GD^2/4g$.

1.3. INFLUENȚA UNUI REDUCTOR MECANIC

În unele cazuri, între motorul electric de acționare și mașina de lucru există un reductor mecanic cu roți dințate, deci cu rapoarte fixe de transmisie între arborele motorului și diferiți arbori ai reductorului și al mașinii de lucru. Motorul și mașina de lucru, datorită prezenței transmisiei cinematice, nu mai au aceeași viteză unghiulară. Pe un arbore intermediar oarecare k există cuplul static rezistent m_{sk} și momentul axial de inerție J_k, arborele considerat rotindu-se cu viteza unghiulară Ω_k (fig. 1—7).

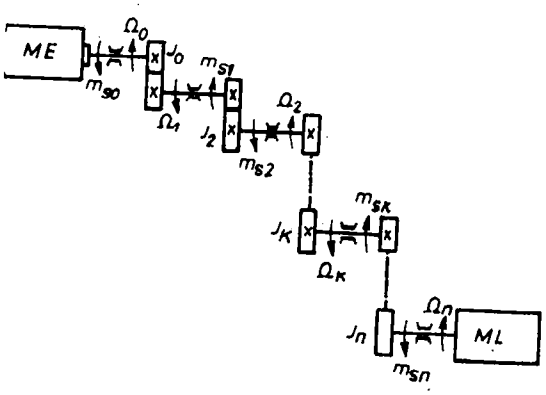


Fig. 1—7. Acționare electrică individuală, cu reductor cu roți dințate:

ME — motorul electric; *ML* — mașina de lucru.

Cuplurile statice m_{sk} și momentele de inerție J_k vor trebui recalculate sau *reduse* la arborele motorului. Aceasta înseamnă înlocuirea lor cu altele de aceeași natură, dar fictive, care dispuse pe arborele motorului ar avea același efect ca și mărimile reale m_{sk}, J_k de pe diferiții arbori k. În consecință, operația de reducere la arborele motorului înseamnă o recalculare la viteza arborelui său; reducerea se poate face, în principiu, față de orice arbore, dar în cele ce urmează ne vom limita numai la arborele motorului.

Admițînd o transmitere a energiei mecanice de la motor către arborele k, randamentul transmisiei între cei doi arbori fiind η_k, se poate scrie, observînd conservarea puterilor,

$$m_{sk}\Omega_k = m_{sk\ red}\Omega_0\ \eta_k,$$

de unde cuplul static de pe arborele k, redus la arborele motorului de viteză unghiulară Ω_0, este

$$m_{sk\ red} = \frac{m_{sk}}{i_k \eta_k}, \tag{1-8}$$

cu $i_k = \Omega_0 / \Omega_k$, raportul de transmisie între motor și arborele k.

Conservarea energiei cinetice va permite reducerea momentului de inerție J_k de pe arborele k la arborele motorului:

$$\frac{J_{k\ red} \Omega_0^2 \eta_k}{2} = \frac{J_k \Omega_k^2}{2},$$

de unde rezultă expresia momentului axial de inerție al arborelui k, redus la arborele motorului

$$J_{k\ red} = \frac{J_k}{i_k^2 \eta_k}. \tag{1-9}$$

Utilizînd notațiile din figura 1—7, momentul rezistent total redus m_s, ca și momentul axial de inerție total redus J — reducerea fiind operată la arborele motorului — vor fi date de expresiile

$$m_s = m_{s0} + \sum_{k=1}^{n} \frac{m_{sk}}{i_k \eta_k}; \quad J = J_0 + \sum_{k=1}^{n} \frac{J_k}{i_k^2 \eta_k}. \tag{1-10}$$

În ecuația de mișcare se va lucra cu aceste mărimi reduse. Mai sus m_{s0} și J_0 sînt cuplul rezistent ce acționează nemijlocit pe arborele motorului (de exemplu cuplul de frecări în lagăre și cu aerul), respectiv momentul axial de inerție al rotorului, ca și al pieselor fixate pe arborele acestuia. Reținem că folosirea mărimilor totale reduse la arborele motorului permite de fapt înlocuirea schemei cinematice reale a acționării individuale din figura 1—7 cu cea din figura 1—2, corespunzătoare cuplării pe același arbore a motorului electric cu mașina de lucru.

În intervalele de timp în care energia mecanică se transmite de la arborele k către motor, la decelerări și frînări, randamentul η_k din egalitățile (1—10) trece de la numitor la numărător, căpătînd în genere alte valori η_k'. Cunoașterea exactă a randamentelor η_k și η_k' fiind dificilă, de multe ori se neglijează pierderile mecanice din transmisiile rigide, înlocuindu-se randamentele cu unitatea.

În ceea ce privește reducerea momentelor de volant la arborele motorului, relațiile de calcul vor fi cu totul similare cu (1—9) și (1—10), dată fiind directa proporționalitate dintre aceste mărimi și momentele axiale de inerție.

1.4. ELASTICITĂȚILE ȘI JOCURILE DIN SISTEMELE DE ACȚIONARE

Pînă aici s-a presupus că ansamblul mașină electrică de acționare — mașină de lucru este cuplat rigid prin transmisia cinematică, de exemplu printr-un reductor cu roți dințate sau direct. În situația existenței unor arbori lungi, a existenței de benzi transportoare și a existenței unor cabluri de tracțiune, această ipoteză simplificatoare nu mai este admisibilă, deoarece elementele din transmisia mecanică prezintă proprietăți elastice și de amortizare care nu mai pot fi neglijate. Apar unghiuri de torsiune, modificări

de lungime, cît și oscilații proprii, îndeosebi de torsiune, în cazul transmisiei energiei mecanice, datorită proceselor de acumulare de energie potențială și cedare de energie cinetică în înseși piesele transmisiei mecanice. Toate acestea influențează procesul de mișcare, conducînd și la o dependență neliniară între mărimile de intrare și cele de ieșire, chiar și la o variație liniară a primelor mărimi. În această situație, în proiectarea și exploatarea sistemelor de acționare trebuie să se țină cont de apariția unor oscilații nedorite, ca și a unor solicitări dinamice în elementele transmisiei, luîndu-se măsuri de micșorare a lor.

Sistemul de acționare individual din figura 1—8 posedă un arbore de transmisie elastic între motor și mașina de lucru; fie momentul axial de inerție al motorului J_m și al mașinii de lucru J_l, masa arborelui de transmisie

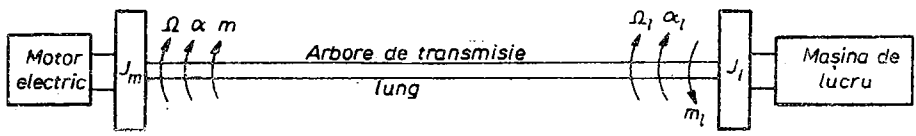


Fig. 1—8. Sistem de acționare individuală cu arbore lung de transmisie.

fiind considerată neglijabilă (sistemul este considerat ca avînd două mase). Ecuațiile de mișcare vor fi

$$m-m_s=J_m\frac{d\Omega}{dt}+J_l\frac{d\Omega_l}{dt_l};\quad m-C(\alpha-\alpha_l)=J_m\frac{d\Omega}{dt};\quad C(\alpha-\alpha_l)-m_s=J_l\frac{d\Omega_l}{dt},\ (1-11)$$

cu $\Omega=\frac{d\alpha}{dt}$, $\Omega_l=\frac{d\alpha_l}{dt}$, iar C o constantă de torsiune. Se poate arăta că în lipsa amortizării sistemului, frecvența oscilațiilor proprii, dedusă din ecuațiile (1—11), este

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C(J_m+J_l)}{J_mJ_l}}. \qquad (1-12)$$

Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale (1—11) depășește preocupările cursului, fiind laborioasă. În practică însă calculul frecvenței mecanice proprii de oscilație a unui sistem cu transmisie elastică permite deseori să se aprecieze comportarea dinamică mecanică a sistemului.

În multe elemente de transmisie mecanică (cuplaje, reductoare cu roți dințate) apar jocuri, în special datorită uzurii. Aceste jocuri se comportă nedorit, în special în sistemele automate, în privința comportării dinamice, putînd duce, prin eforturile suplimentare de la pornire și frînare, la oboseala și distrugerea elementelor transmisiei.

1.5. REDUCEREA MIȘCĂRII DE TRANSLAȚIE LA MIȘCAREA DE ROTAȚIE ȘI INVERS

În componența a numeroase mașini de lucru se întîlnesc organe cu mișcări de translație (poduri rulante, macarale, raboteze etc.). Existența organelor cu mișcări de translație se reflectă la arborele motorului prin cupluri dinamice suplimentare cînd variază viteza. Atît masele organelor menționate, cît și forțele care acționează asupra lor, se pot reduce la arborele motorului, adică se pot înlocui cu momente de inerție, respectiv cupluri suplimentare, echivalente ca efect cu cel al organelor reale. Desigur că reducerea poate fi efectuată și invers, de la mișcarea de rotație către cea de translație.

Ca și la momentele statice și axiale de inerție, reducerea se face folosind conservarea puterilor și a energiilor cinetice. Reducerea unei forțe F acționînd asupra unui organ în mișcare de translație poate fi ilustrată la o mașină de ridicat (fig. 1—9). Dacă corpul este ridicat, avem $Fv=\eta M_s\Omega$, de unde cuplul suplimentar la arborele motorului (presupus a fi același cu al tobei de ridicare), corespunzător forței F, va fi

$$M_s=\frac{1}{2}\frac{Fv}{\eta\Omega}. \qquad (1-13)$$

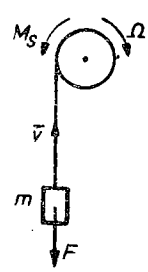


Fig. 1—9. Troliul unei mașini de ridicat: $F=mg$ — forța de sarcină, de natură potențială; M_s — cuplul de sarcină.

Energia cinetică a organului de masă m în mișcare de translație cu viteza v trebuie să egaleze energia cinetică a unui corp fictiv în mișcare de rotație cu viteza unghiulară Ω de pe arborele motorului, adică

$$\frac{1}{2}mv^2=\frac{1}{2}J_s\Omega^2\eta,$$

de unde momentul axial de inerție suplimentar căutat este

$$J_s=\frac{m}{\eta}\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2. \qquad (1-14)$$

În relațiile (1—13) și (1—14) s-a presupus un randament de transmisie a energiei mecanice de la motor la corpul în mișcare de rotație egal cu η. În ipoteza unui transfer de energie mecanică de la mașina de lucru spre motor (de pildă la coborîrea unor greutăți), randamentele trec în relațiile menționate de la numitor la numărător, căpătînd în general alte valori.

Mișcarea de rotație poate fi redusă la cea de translație scoțînd mărimile F, respectiv m din egalitățile (1—13), (1—14).

Pentru ca mărimile reduse să fie constante, trebuie ca raportul v/Ω și masa m să fie invariabile în timp, ca și momentul axial de inerție.

1.6. MOMENTE AXIALE INTERNE DE INERȚIE

În procesele tranzitorii ale sistemelor de acționare, momentele axiale de inerție joacă un rol important. *Momentul axial intern de inerție* J_m al unui motor electric reprezintă momentul de inerție al rotorului acestuia față de axa sa de rotație. *Momentul axial extern de inerție* J_1 reprezintă momentul de inerție a pieselor mobile diferite de rotor și reduse la arborele acestuia. Contribuția cea mai mare la momentul de inerție extern este adusă de corpurile în mișcare de rotație ale mașinii de lucru acționate.

Conform STAS 1893-72, *factorul de inerție FI* al unei mașini electrice cuplată cu mașina de lucru se definește prin raportul adimensional supraunitar

$$FI=\frac{J_m+J_1}{J_m}=1+\frac{J_1}{J_m}, \qquad (1-15)$$

adică prin raportul dintre momentul de inerție total, redus la arborele mașinii electrice și momentul de inerție intern al aceleiași mașini. În anumite servicii standard nominale de funcționare ale motoarelor electrice, factorul

de inerție este 2, 3 și 4. La acționările prevăzute cu volanți, *FI* este mult mai mare; la acționările electrice a multor mașini-unelte *FI* este apropiat de 2.

Calculul momentelor de inerție se poate face analitic și experimental, în lipsa valorilor lor din catalog sau standarde de stat ori norme interne. Calculul analitic al momentului de inerție intern se execută mai ales în faza de proiectare a mașinii electrice, de către uzina constructoare. Uneori se utilizează și diferite formule empirice sau semiempirice ale întreprinderilor constructoare, care în general sînt funcții de putere nominală a mașinilor, ca și de turația lor nominală.

Fără a mai intra în detalii, arătăm că *momentul de inerție intern* J_m *al unui motor electric este proporțional cu puterea* $n \in [1;\ 1{,}66]$ *a cuplului său electromagnetic nominal* M_N. Pentru două motoare se poate deci scrie

$$\frac{J_{m1}}{J_{m2}} = \left(\frac{M_{N1}}{M_{N2}}\right)^n; \qquad (1-16)$$

așadar, *momentul de inerție intern crește mai repede decît cuplul electromagnetic nominal* M_N al motorului.

Metodele experimentale pot fi clasificate în metode care necesită demontarea mașinii și care nu necesită demontarea acesteia (dintre ultimele: metoda lansării sau a opririi naturale, a pendulului auxiliar etc.).

În *metoda pendulului auxiliar* se fixează rigid de arborele rotorului nedemontat, mașina electrică fiind decuplată de mașina de lucru și de transmisie, un corp de masă mică m_c, centrul său de masă fiind la distanța cunoscută a de axa de rotație a rotorului (fig. 1—10). Învîrtind rotorul, presupus inițial imobil în poziția de echilibru, cu un unghi de maximum 15°, se determină valoarea medie T a perioadei de oscilație completă a ansamblului rotor-pendul, pe cît posibil pentru oscilații de amplitudine cît mai mică. Pentru mașini de putere nominală între 10 și 1 000 kW, se recomandă ca perioada să fie de 3 ... 8 s. Deoarece momentul de inerție total este $J_t = J_m + m_c a^2$, rezultă

$$J_m = a m_c \left(\frac{gT^2}{4\pi^2} - a\right), \qquad (1-17)$$

g fiind accelerația gravitațională.

Nici *metoda opririi naturale* (a autofrînării sau opririi naturale) nu pretinde demontarea rotorului. Ea se recomandă la puteri nominale ale mașinii electrice superioare a 100 kW. După ce se aduce rotorul motorului funcționînd în gol la o turație mai mare decît cea nominală n_N sau la turația de sincronism la motoarele sincrone, deconectăm mașina de la rețea și trasăm curba vitezei unghiulare $\Omega(t)$, folosind un tahometru și un cronometru, în domeniul $\Omega \in (1,\ 2 \ldots 0{,}8) \cdot \Omega_N$ (fig. 1—11).

Ecuația mișcării rotorului din momentul deconectării de la rețea va fi

$$-m_s = J_m \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t},$$

m_s corespunzînd cuplului de frecări mecanice din mașină. În cazul particular cînd viteza unghiulară atinge viteza nominală Ω_N, corespunzătoare punctului A de pe curba $\Omega = f(t)$ din figura 1—11, avem

$$-M_{sN} = J_m \left(\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}\right)_{\Omega = \Omega_N}$$

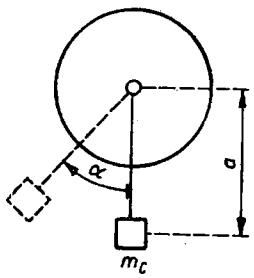


Fig. 1—10. Explicativă la metoda pendulului auxiliar:

m_c — masa corpului auxiliar.

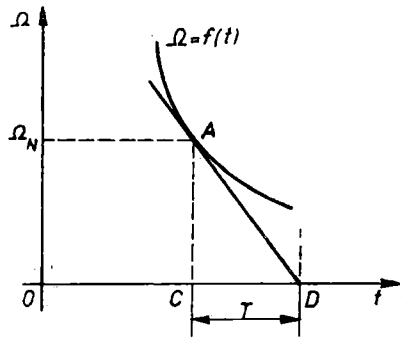


Fig. 1—11. Explicativă la metoda opririi naturale:

Ω_N — viteza unghiulară nominală.

Multiplicînd ambii termeni cu viteza unghiulară nominală Ω_N, avem

$$-P_{mN}=-M_{sN}\Omega_N=J_m\Omega_N\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{\Omega=\Omega_N},$$

P_{mN} reprezentînd pierderile mecanice la viteza unghiulară nominală Ω_N a motorului. În figura 1—11 mărimea $\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{\Omega=\Omega_N}$ reprezintă panta tangentei geometrice AD în punctul A la curba $\Omega=f(t)$ și prin urmare

$$\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{\Omega=\Omega_N}=-\operatorname{tg}\widehat{ADC}=-\frac{AC}{CD}=-\frac{\Omega_N}{T},$$

T fiind timpul corespunzător intervalului temporal OD. Rezultă

$$P_{mN}=\frac{J_m\Omega^2_N}{T},$$

de unde momentul de inerție căutat

$$J_m=\frac{P_{mN}T}{\Omega^2_N}, \qquad (1-18)$$

toate mărimile fiind în SI. Metoda necesită deci pe lîngă curba $\Omega=f(t)$, ridicată experimental, și cunoașterea pierderilor mecanice P_{mN} la viteza de rotație nominală. De exemplu, la un motor de curent continuu cu excitație în derivație, excitat cu fluxul nominal ($U=U_N$, cu reostatul de excitație scurtcircuitat), $P_{mN}\simeq U_N I_{a0}-R_a I^2_{a0}$. Se va avea grijă ca curba $\Omega=f(t)$ să fie ridicată la fluxul de excitație nominal.

1.7. CARACTERISTICI MECANICE DE SARCINĂ

Dependența analitică sau grafică dintre viteza unghiulară Ω și cuplul static al mașinii de lucru m_s este cunoscută sub denumirea de *caracteristică mecanică de sarcină*. Diferitele mașini de lucru prezintă caracteristici mecanice

destul de variate. În cele ce urmează se vor da unele detalii în legătură cu aceste caracteristici, împreună cu o anumită sistematizare şi chiar idealizare, în scop didactic.

Una din maşinile de lucru cele mai simple este aceea la care cuplul static nu variază cu viteza unghiulară (instalaţii de ridicat, ascensoare de mină cu cablu echilibrat, benzile transportoare cu încărcare liniară constantă, strungurile la care şpanul şi diametrul sînt invariabile). Puterea mecanică $p_s = m_s\Omega = M_0\Omega$ variază la aceste maşini de lucru direct proporţional cu viteza unghiulară (fig. 1—12).

Alte maşini de lucru prezintă cupluri de sarcină variind proporţional cu viteza unghiulară Ω, caracteristice frecărilor de tip vîscos. Printre aceste maşini se pot cita calandrele pentru prelucrarea hîrtiei sau din industria textilă, generatoarele de curent continuu cu rezistenţă de sarcină constantă, frîne electromagnetice cu curenţi turbionari. În figura 1—13 s-au reprezentat caracteristica mecanică şi parabola puterii mecanice corespunzătoare unor asemenea maşini de lucru.

Se pot întîlni şi maşini de lucru cu caracteristici mecanice parabolice (fig. 1—14), la care cuplul de sarcină variază direct proporţional cu patratul vitezei unghiulare, iar puterea mecanică absorbită viteza la puterea a treia. Asemenea situaţie se întîlneşte la pompele centrifuge, suflantele şi ventilatoarele, elicele propulsoare ale navelor maritime şi fluviale.

În general, caracteristicile mecanice sînt greu de descris în realitate prin funcţii matematice simple. Cuplul de frecări, care se adaugă celui de sarcină propriu-zis, poate fi uneori de tip uscat (coulombian), independent de viteză şi mai mult sau mai puţin important. În domeniul vitezelor scăzute aceste frecări uscate pot modifica substanţial caracteristica mecanică de sarcină, aceasta nemaipornind din origine. Pentru pornirea maşinii de lucru este necesară învingerea acestui cuplu iniţial de „înţepenire". În figurile 1—12, 1—13 şi 1—14 s-au reprezentat cu linie întreruptă caracteristicile mecanice care iau în consideraţie şi cuplurile de frecări uscate.

În unele acţionări electrice cuplul de sarcină poate depinde nu numai de viteza unghiulară, ci şi de unghiul de poziţie al arborelui maşinii de lucru. Astfel, la compresoarele cu piston la viteză unghiulară medie constantă, cuplul este variabil periodic în funcţie de unghiul de poziţie al arborelui,

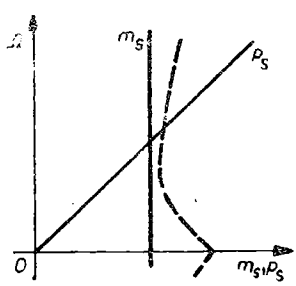


Fig. 1—12. Caracteristici mecanice de sarcină cu cuplu m_s constant:

linie continuă — caracteristica idealizată; *linie întreruptă* — caracteristica posibilă reală.

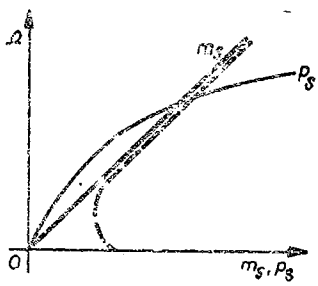


Fig. 1—13. Caracteristici mecanice de sarcină cu cuplu proporţional cu viteza unghiulară:

linie continuă — caracteristica idealizată; *linie întreruptă* — caracteristica posibilă reală.

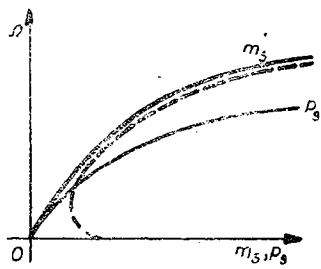


Fig. 1—14. Caracteristici mecanice cu cuplu de sarcină proporţional cu patratul vitezei unghiulare:

linie continuă — caracteristica idealizată; *linie întreruptă* — caracteristica posibilă reală.

de care depinde evident poziția pistonului în cilindrii compresorului. O dependență analogă a cuplului de sarcină se regăsește la ferăstraie mecanice, pompe, foarfeci de metal, ciocane, mașini de ștanțat și presat, pompe de adîncime pentru petrol etc.

În alte cazuri cuplul rezistent depinde, la viteză unghiulară dată, de parcurs, de drum, cum ar fi situația la locomotivele și tramvaiele electrice ori troleibuze. Același lucru se petrece la ascensoarele de mină cu cablu neechilibrat (pe măsură ce cablul se înfășoară pe tambur cuplul scade, greutatea cablului liber reducîndu-se).

În majoritatea cazurilor practice, cuplul de sarcină depinde de timp; variația temporală a cuplului de sarcină prezintă o deosebită importanță pentru alegerea motorului de acționare. De aceea s-a rezervat capitolul 7 acestei probleme.

În sfîrșit, vrem să atragem din nou atenția că în unele situații cuplurile de sarcină ale mașinilor de lucru pot deveni active din rezistente, ca în cazul mașinilor de ridicat (dacă cuplul de sarcină depășește cuplul motorului de acționare, sensul de rotație se modifică), al locomotivelor electrice (la urcare cuplul de sarcină corespunzător forțelor gravitaționale este rezistent, în timp ce la coborîre același cuplu al forțelor gravitaționale devine activ), al compresoarelor și al unor pompe de contrapresiune. În ultimul caz, dacă compresorul debitează într-un rezervor de aer comprimat, apare contrapresiune pe fața activă a pistonului; la forță de împingere redusă, forța generată de contrapresiune poate răsturna mișcarea pistonului.

1.8. STABILITATEA STATICĂ A SISTEMELOR ELECTRICE DE ACȚIONARE

Funcționarea în regim staționar a unui sistem de acționare oarecare, indiferent de natura sa (electrică, hidraulică, pneumatică) este caracterizată de egalitatea dintre cuplul motorului m și cel al sarcinii m_s, redus la arborele motorului. Acest regim corespunde intersecției dintre caracteristicile mecanice $\Omega(m)$ și $\Omega(m_s)$, a motorului, respectiv a mașinii de lucru, care definește punctul A de funcționare (fig. 1—15). Deoarece acest punct de funcționare

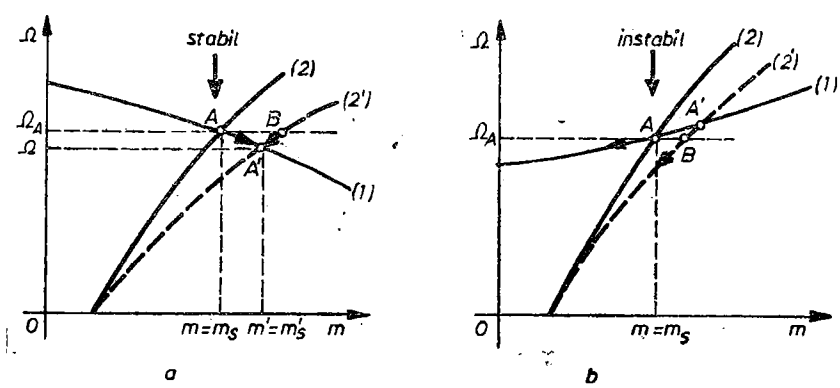


Fig. 1—15. Grafice referitoare la natura funcționării sistemului de acționare în regim permanent: *a* — funcționare stabilă; *b* — funcționare instabilă; *A* — punct de funcționare; *1* — caracteristica mecanică a motorului; *2*, *2'* — caracteristici mecanice de sarcină.

poate corespunde unei funcționări stabile sau instabile, se impune stabilirea unui criteriu de studiu al stabilității statice a sistemului de acționare motor—mașină de lucru.

Un sistem de acționare funcționează *stabil* într-un punct A corespunzător unui regim staționar sau permanent, dacă la apariția unei perturbații oarecare de mică amploare, fie pe partea motorului fie pe partea mașinii de lucru, ansamblul motor—mașină de lucru intră într-un regim de viteză variabilă și se stabilizează la o nouă valoare, corespunzătoare unui nou regim staționar (definit printr-un punct A', situat în vecinătatea punctului A). Dacă la apariția unei perturbații de mică valoare viteza de rotație nu tinde către o nouă valoare de regim permanent sau oscilează în jurul valorii anterioare, se spune că funcționarea în punctul inițial A a fost instabilă.

Stabilitatea definită anterior este *statică*, întrucît se mai presupune, pe lîngă perturbații ale mărimilor funcționale de mică valoare în comparație cu valorile corespunzătoare regimului permanent inițial, și faptul că aceste perturbații au loc suficient de lent în timp, astfel încît caracteristicile mecanice parcurse de punctul de funcționare să fie cele corespunzătoare regimului permanent.

Să dăm cîteva exemple de perturbații care conduc la modificarea fie a cuplului motorului, fie a aceluia al mașinii de lucru. Astfel, tensiunea la bornele motorului poate varia uneori cu mai multe procente față de valoarea nominală; rezistențele înfășurărilor se măresc în cursul funcționării motorului, datorită creșterii temperaturii înfășurărilor. Aceste variații conduc la modificarea întrucîtva a caracteristicii mecanice $\Omega(m)$ a motorului. Sau, considerînd mașina de lucru ca fiind un strung, dacă la un moment dat cuțitul începe să taie un șpan mai gros, cuplul de sarcină se modifică la una și aceeași viteză unghiulară, ceea ce înseamnă schimbarea caracteristicii mecanice a sarcinii $\Omega(m_s)$.

Să ne referim, pentru analiza stabilității statice, la figura 1—15, *a*. Curba (*1*) reprezintă caracteristica mecanică a motorului, iar curba (*2*) caracteristica unei mașini de lucru. A este punctul de intersecție al celor două curbe și reprezintă un regim staționar ($m=m_s$), în care viteza unghiulară este Ω_A. Pentru a vedea dacă acest punct de funcționare este static stabil, să presupunem că se produce o mică perturbație în funcționarea mașinii-unelte, caracteristica mecanică a acesteia fiind acum curba (*2'*), caracteristica motorului rămînînd aceeași. În urma acestei perturbații, cuplul rezistent m_s nu mai este egal cu cuplul activ m. Într-adevăr, la viteza unghiulară inițială Ω_A corespunzătoare punctului A, motorul dezvoltă cuplul m, iar mașina de lucru un cuplu mai mare, corespunzător abscisei punctului B. Deoarece $m<m_s$, ansamblul motor-mașină de lucru începe să se frîneze, viteza unghiulară scăzînd sub valoarea inițială Ω_A. Însă atunci cînd viteza scade, cuplul motorului se mărește, iar cuplul mașinii de lucru scade. În cele din urmă viteza unghiulară în scăderea sa atinge valoarea Ω', corespunzătoare punctului A', cînd cele două cupluri devin din nou egale. Se ajunge astfel la un nou regim permanent, punctul de funcționare fiind A', intersecția dintre curbele (*1*) și (*2'*). Putem afirma că punctul inițial A de funcționare corespunde unui regim stabil.

Situația este deosebită dacă se schimbă alura uneia din cele două caracteristici mecanice, așa cum rezultă de exemplu din figura 1—15, *b*. Să efectuăm o analiză similară cu cea de mai sus, în legătură cu regimul permanent inițial, definit de punctul A; fie din nou o perturbație a cuplului mașinii de lucru, caracteristica (*2*) modificîndu-se și devenind (*2'*). La apariția perturbației

sistemul are viteza Ω_A, dar echilibrul cuplurilor se rupe, motorul dezvoltînd un cuplu m corespunzător punctului A pe curba (*1*), iar mașina de lucru un cuplu m_s corespunzător punctului B pe noua caracteristică (*2'*). Evident, în această nouă situație $m<m_s$ și deci sistemul începe să-și micșoreze viteza, conform legii fundamentale a mișcării. Dar viteza micșorîndu-se, cuplul motorului scade mai repede pe curba (1) decît cuplul de sarcină m_s pe curba (*2'*). Drept consecință, scăderea vitezei se accentuează și nu mai este posibilă egalitatea dintre cuplul motorului și cuplul de sarcină. Viteza va scădea în continuare, pînă la oprirea motorului. Punctul A' de intersecție între caracteristicile (*1*) și (*2'*) nu poate fi atins. Așadar, funcționarea în punctul inițial A este instabilă.

Analizînd în chip asemănător toate cele patru posibilități de situație relativă pozițională în jurul unui punct de funcționare staționară A a celor două caracteristici mecanice (*1*) și (*2*), se ajunge la concluziile prezentate în figura 1—16. Din punct de vedere matematic se poate constata cu ușurință că un regim permanent stabil respectă condiția

$$\left(\frac{dm}{d\Omega}\right)_{\Omega=\Omega_A}<\left(\frac{dm_s}{d\Omega}\right)_{\Omega=\Omega_A}, \qquad (1-19)$$

ceea ce poate fi interpretat după cum urmează: *un punct de funcționare staționară a unui sistem de acționare este static stabil dacă tangenta geometrică la caracterisitica mecanică $\Omega(m)$ a motorului în punctul A de intersecție cu caracteristica mecanică $\Omega(m_s)$ a mașinii de lucru are o pantă mai mică decît panta tangentei geometrice la ultima curbă și în același punct.*

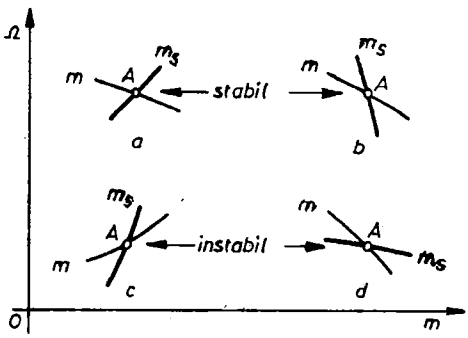


Fig. 1—16. Puncte posibile A de funcționare permanentă:
a, b — stabile static; c, d — instabile static.

Relația (1—19) poate fi ușor dedusă. Pentru aceasta, neglijînd procesele tranzitorii electromagnetice din circuitele mașinii electrice, ca și cele tranzitorii mecanice din cadrul mașini de lucru, ecuația de mișcare de ordinul I, de obicei neliniară,

$$m(\Omega;t)-m_s(\Omega;t)=J\frac{d\Omega}{dt} \qquad (1-20)$$

va descrie comportarea sistemului de acționare în condițiile restrictive introduse (perturbații lente și mici ca amplitudine). O stare mecanică staționară cu viteza constantă Ω_A este redată de intersecția în punctul A a caracteristicilor mecanice ale motorului și mașinii de lucru (fig. 1—15, *a*), în care

$$m(\Omega_A)=m_s(\Omega_A).$$

Dacă viteza unghiulară devine $\Omega=\Omega_A+\Delta\Omega$, unde $\Delta\Omega$ este o cantitate mică, ecuația (1—20) trece în

$$J\frac{d(\Delta\Omega)}{dt}=\left(\frac{\partial m}{\partial\Omega}\right)_{\Omega=\Omega_A}\cdot\Delta\Omega-\left(\frac{\partial m_s}{\partial\Omega}\right)_{\Omega=\Omega_A}\cdot\Delta\Omega$$

sau

$$m_d=\left(\frac{\partial}{\partial\Omega}(m-m_s)\right)_{\Omega=\Omega_A}\cdot\Delta\Omega=\psi. \qquad (1-21)$$

Starea sistemului considerat pentru $\Omega=\Omega_A$ va fi stabilă, dacă mărimea ψ este negativă. Într-adevăr, dacă $\Delta\Omega>0$, cuplul dinamic m_d trebuie să fie negativ, adică de frînare ($\psi<0$), pentru ca punctul de funcționare să revină în A, în vechiul regim staționar. Dacă am avea $\psi>0$, punctul de funcționare A este instabil, deoarece cuplul dinamic provocat de variația turației face ca aceasta să crească, deci punctul de funcționare să se îndepărteze de A (fig. 1—17, *c*). În cazul particular $\psi=0$ există un echilibru indiferent, neputîndu-se stabili un punct de funcționare definit (valoarea exactă a vitezei unghiulare va depinde de factori aleatori) (fig. 1—17, *b*).

Se vede de fapt imediat că $\psi<0$, pentru $\Delta\Omega>0$, înseamnă tocmai relația (1—19).

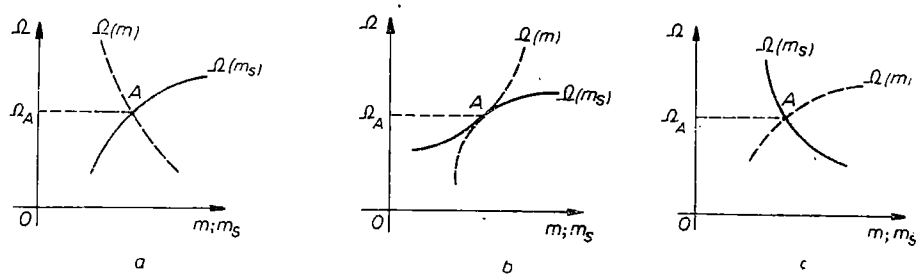


Fig. 1—17. Grafice referitoare la funcționarea în regim permanent, staționar:

a — $\psi<0$, funcționare stabilă; *b* — $\psi=0$, funcționare indiferentă; *c* — $\psi>0$, funcționare instabilă.

Înainte de a termina acest subcapitol, precizăm că verificarea stabilității statice, care s-a făcut pe baza linearizării ecuației de mișcare în punctul de funcționare posibil, nu exclude o comportare instabilă (cînd procesele tranzitorii electromagnetice nu pot fi neglijate și cînd pot apărea cupluri dependente de viteza unghiulară). Condiția (1—19) trebuie deci înțeleasă ca o condiție necesară, dar suficientă numai în cele mai multe cazuri și nu în toate.

1.9. INTEGRAREA ECUAȚIEI SIMPLIFICATE DE MIȘCARE

Ecuația de mișcare (1—2), denumită și ecuația simplificată de mișcare deoarece presupune momentul axial de inerție J=const., interesează în diferite regimuri nestaționare, în care ea trebuie integrată, singură dacă se neglijează procesele nestaționare electromagnetice sau împreună cu ecuații de echilibru al tensiunilor din diferitele circuite ale mașinii electrice de acționare (cînd procesele tranzitorii electromagnetice nu mai pot fi neglijate).

Vom preciza de la început că prin *proces nestaționar* sau *regim tranzitoriu* al unui sistem de acționare electrică se înțelege regimul de funcționare al acestuia din intervalele temporale în care mărimile funcționale (viteză, curenți tensiuni etc.) variază. Dacă se consideră însă că variațiile de viteză unghiulară au loc suficient de lent, încît curenții corespunzători diferitelor regimuri de funcționare se pot calcula pe baza schemelor echivalente din regimul permanent, atunci se poate lua în considerare numai ecuația de mișcare.

În orice caz, între două regimuri mecanice permanente sau staționare inițial și final (respectiv între o viteză de rotație inițială constantă și alta finală constantă) are loc un proces tranzitoriu mecanic. Asemenea procese se întîlnesc la accelerarea și decelerarea sistemelor de acționare electrică, în particular la pornirea și frînarea acestora.

1.9.1. Soluția analitică a ecuației de mișcare

În primă instanță interesează duratele proceselor mecanice tranzitorii, care trebuie reduse la maximum, avînd în vedere tendința modernă justificată a majorării productivității.

Prin separarea variabilelor și integrare, din ecuația de mișcare (1—2) — variabilă în ipoteza J=const., rezultă formal

$$t=J\int\frac{d\Omega}{m(\Omega)-m_s(\Omega)}+K, \qquad (1-22)$$

unde K este o constantă de integrare. Efectuarea integralei prezintă dificultăți, deoarece caracteristicile $m(\Omega)$ și $m_s(\Omega)$ sînt date fie grafic, fie că duc, în situația existenței unor expresii funcționale complicate, la expresii dificil rezolvabile analitic.

Vom presupune inițial că $m-m_s$=const., cu care relația (1—22) capătă forma

$$t=\frac{J\Omega}{m-m_s}+K, \qquad (1-22')$$

Timpul de pornire t_p, necesar atingerii vitezei unghiulare, va fi

$$t_p=\frac{J\Omega}{m-m_s}, \qquad (1-23)$$

deoarece condiția inițială $\Omega(0)=0$ arată $K=0$. Pentru ca sistemul să poată porni, presupunînd un ansamblu motor-mașină de lucru, trebuie ca *cuplul de accelerare* $m_a=m-m_s$ să fie pozitiv (adică cuplul dinamic să fie pozitiv), respectiv $m>m_s$.

În cursul decelerărilor, cînd viteza unghiulară descrește, avem $m-m_s=-m_f<0$; cantitatea $m_f=m_s-m>0$ se numește *cuplu de frînare*, avînd și $m_s>m$. Prin urmare egalitatea (1—22) devine

$$t=-\frac{J\Omega}{m_f}+K.$$

Începerea procesului de decelerare fiind caracterizat de condiția inițială $\Omega(0)=\Omega_1$, se deduce $K=J\Omega_1/m_f$. Rezultă că timpul t_f care trece pînă la atingerea vitezei unghiulare $\Omega<\Omega_1$ are expresia

$$t_f=\frac{J(\Omega_1-\Omega)}{m_f}. \qquad (1-24)$$

Timpul de oprire t_0 fiind durata frînării de la viteza unghiulară Ω_1 pînă la imobilizarea sistemului de acționare, din egalitatea (1—24) se găsește, prin anularea lui Ω,

$$t_0=\frac{J\Omega_1}{m_f}=\frac{J\Omega_1}{m_s-m}. \qquad (1-24')$$

Deși relațiile deduse anterior au o valoare orientativă, cuplurile de accelerare și frînare depinzînd în general de viteza unghiulară, ele furnizînd totuși indicații prețioase asupra posibilităților de micșorare a duratelor regimurilor tranzitorii mecanice. Se evidențiază că timpii de pornire t_p, de frînare t_f și de oprire t_0 sînt direct proporționali cu momentul total axial de inerție J, redus la arborele motorului și invers proporționali cu cuplurile de accelerare, respectiv de frînare.

Un caz particular este motorul asincron trifazat funcționînd în gol. Deoarece la cuplu static rezistent nul cuplul electromagnetic egalează cuplul dinamic $J(\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t)$, iar pe de altă parte viteza unghiulară este $\Omega=\Omega_0(1-s)$, s fiind alunecarea, iar Ω_0 viteza de sincronism, se obține ecuația

$$\frac{2M_{cm}(1+\alpha s_c)}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}+2\alpha s_c}=-J\Omega_0\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}, \qquad (1-25)$$

unde am folosit relația exactă a lui Kloss,

$$m=\frac{2M_{cm}(1+\alpha s_c)}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}+2\alpha s_c},$$

s_c fiind alunecarea critică și M_{cm} cuplul critic sau maxim. Izolînd diferențiala timpului din ecuația (1—25) și integrînd între limitele s_1 și s_2, se obține

$$t=-\frac{T_k}{2(1+\alpha s_c)}\int_{s_1}^{s_2}\left(\frac{s}{s_c^2}+\frac{1}{s}+2\alpha\right)\mathrm{d}s=$$

$$=\frac{T_k}{2(1+\alpha s_c)}\left[\frac{s_1^2-s_2^2}{s_c^2}\ln\frac{s_1}{s_2}+2\alpha(s_1-s_2)\right], \qquad (1-26)$$

unde

$$\mathrm{T}_k=\frac{J\Omega_0 s_c}{M_{cm}} \qquad (1-27)$$

reprezintă constanta electromecanică de timp, corespunzătoare caracteristicii mecanice neliniare a motorului.

Egalitatea (1—26) permite trasarea curbei $s(t)$ pentru orice regim de funcționare. Impunînd valorile s_1 și s_2 ale alunecării de la începutul și respectiv sfîrșitul procesului tranzitoriu, putem determina durata t corespunzătoare acelui proces. La pornire, în particular, $s_1=1$ și $s_2=0$; s-ar obține $t=\infty$, deoarece $\ln\infty=\infty$. Aceasta reflectă imposibilitatea atingerii vitezei de sincronism în regim de motor asincron. Calcularea timpului de pornire a motorului asincron are deci sens pentru o alunecare finală s_2 nenulă; pentru $s_2=0{,}05$ ($\Omega_2=0{,}95\Omega_0$), timpul de pornire a motorului asincron în gol devine

$$t_p=\frac{T_k}{2(1+\alpha s_c)}\left(\frac{1}{2s_c^2}+3+1{,}9\alpha\right). \qquad (1-28)$$

Neglijarea proceselor electromagnetice tranzitorii, prin utilizarea caracteristicii mecanice statice, de regim staționar, a cuplului electromagnetic, este admisibilă doar dacă procesul de pornire este întîrziat (de exemplu prin scăderea tensiunii de alimentare sau în prezența unui moment de inerție mare). Altfel pornirea, în special la motoarele mici, se termină în cîteva perioade ale tensiunii de alimentare, înainte ca mărimile electrice și magnetice să fi atins valorile lor de regim permanent.

1.9.2. Soluția ecuației de mișcare linearizate

În cazul unei abateri mici $\Delta\Omega$ a vitezei unghiulare față de valoarea staționară finală Ω_1, ecuația de mișcare linearizată este

$$J\frac{d(\Delta\Omega)}{dt}-\psi\cdot\Delta\Omega=0, \qquad (1-29)$$

unde

$$\psi=\left(\frac{\partial}{\partial\Omega}(m-m_s)\right)_{\Omega=\Omega_1}$$

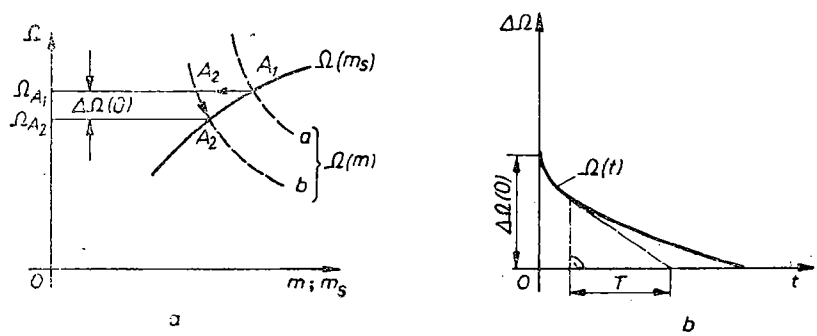
reprezintă panta cuplului de accelerare în punctul de funcționare. Din rezultatul (1—29) se obține

$$T\frac{d(\Delta\Omega)}{dt}-\Delta\Omega=0, \qquad (1-29')$$

unde $T=J/\psi$ este o constantă electromecanică de timp. Din (1—29') se obține

$$\Delta\Omega(t)=\Delta\Omega(0)e^{-\frac{t}{T}},$$

unde $\Delta\Omega(0)=(\Delta\Omega)_{t=0}$ corespunde abaterii inițiale a vitezei (de exemplu datorită trecerii motorului pe altă caracteristică mecanică). Cum energia cinetică nu poate varia brusc, $\Omega(t)$ trebuie să fie o funcție continuă. În figura 1—18 s-a admis că sistemul de acționare a funcționat în punctul A_1; la $t=0$ a trecut



a b

Fig. 1—18. Deplasarea punctului de funcționare staționară din A_1 în A_2 (a) și variația abaterii vitezei unghiulare $\Delta\Omega$ în funcție de timp (în ordonată s-a luat altă scară) (b).

pe altă caracteristică mecanică, b (de pildă datorită unei scăderi a tensiunii de alimentare). Apare astfel abaterea inițială $\Delta\Omega(0)$ față de noul punct de funcționare staționară A_2; $\Delta\Omega$ va scădea după o lege exponențială, iar punctul de funcționare va parcurge traseul indicat de săgeți.

1.9.3. Integrare grafică

Procedeele de integrare grafică a ecuației neliniare de mișcare sînt încă destul de răspîndite, în pofida răspîndirii mijloacelor moderne de calcul; uneori se folosesc și metode grafoanalitice. Să presupunem că sînt cunoscute

grafic curbele $\Omega(m)$ și $\Omega(m_s)$, caracteristicile mecanice ale motorului, respectiv mașinii de lucru. Să explicăm principiul unei *integrări grafice*. În vederea simplificării graficelor necesare, ecuația de mișcare va fi normată (a se vedea și paragraful 10.1.2), adică mărimile ce intră în componența sa vor fi raportate la mărimile de referință Ω_1 și M_1:

$$\frac{J\Omega_1}{M_1}\frac{\mathrm{d}\left(\frac{\Omega}{\Omega_1}\right)}{\mathrm{d}t}=\frac{m\left(\frac{\Omega}{\Omega_1}\right)}{M_1}-\frac{m_s\left(\frac{\Omega}{\Omega_1}\right)}{M_1}=\frac{m_a\left(\frac{\Omega}{\Omega_1}\right)}{M_1},$$

unde $m_a\left(\frac{\Omega}{\Omega_1}\right)$ este cuplul de accelerare. Introducînd notațiile

$$T=\frac{J\Omega_1}{M_1};\ \frac{t}{T}=\tau;\ \frac{\Omega}{\Omega_1}=y;\ \frac{m_a}{M_1}=x,$$

ecuația de mișcare scrisă în mărimi relative se transformă în

$$\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}\tau}=x(y). \qquad (1-30)$$

Mărimile de referință Ω_1 și M_1 sînt oarecare, deși este indicat ca ele să fie, de exemplu, Ω_{max}, M_{max}. Cunoscînd curbele $\Omega(m)$, $\Omega(m_s)$, fig. 1—19, *a*, putem determina pentru fiecare viteză unghiulară Ω cuplul de accelerație m_a respectiv, deci putem trasa curba $\Omega/\Omega_1=f(m_a/M_1)$, adică $x=f(y)$, ca în figura 1—19, *b*. Dividem apoi segmentul Oy_A într-un număr de părți, în care curba $y(x)$ se înlocuiește cu o valoare constantă, de așa manieră încît ariile cuprinse între axa Oy și treptele de valori constante să fie practic egale cu ariile dintre porțiunile reale de curbă și axa Oy. Înlocuirea curbei reale $y(x)$ cu una în trepte rectangulare are drept consecință o pantă constantă $\mathrm{d}y/\mathrm{d}\tau$ în segmentele alese de pe axa Oy și astfel se poate construi $y(\tau)$ după regula liniei poligonale. Într-adevăr, alegînd punctul de referință $\tau=1$ la o distanță adecvată de originea y-lor, se poate construi un fascicul de drepte cu panta $x(y)$. Printr-o deplasare paralelă se va obține graficul $y(\tau)$, care se apropie de soluția exactă a ecuației de mișcare (fig. 1—19, *c*).

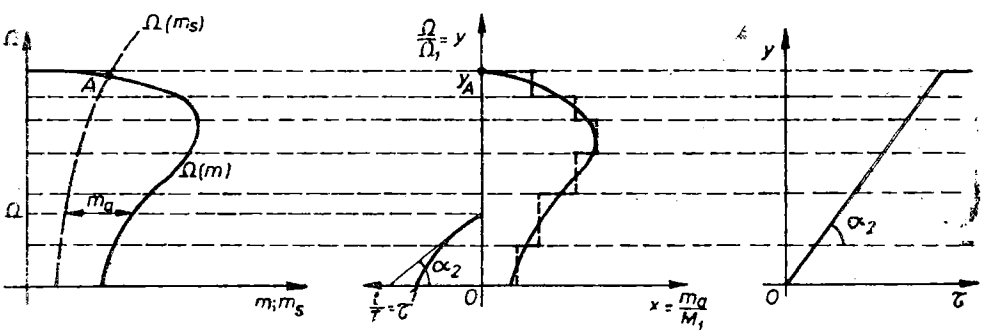


Fig. 1—19. Integrarea grafică a ecuației neliniare de mișcare:

a — caracteristicile de sarcină $\Omega(m_s)$ și mecanică a motorului $\Omega(m)$; *b* — caracteristica cuplului de accelerare relativ $y=f(x)$; *c* — curba $y(\tau)$, soluția ecuației.

Exactitatea metodei grafice descrise depinde de aprecierea vizuală a calculatorului. Nu este necesar ca segmentele din graficul 1—19, *b* să fie luate foarte mici; în practică 5 ... 7 segmente sînt suficiente. Precizia cea mai mare în rezolvarea ecuațiilor diferențiale neliniare se atinge însă prin utilizarea numerică pas cu pas cu un calculator numeric.

1.10. APLICAȚII

1. Un ascensor de materiale are schema cinematică din figura 1—20, motorul electric de acționare fiind asincron și avînd turația nominală $n=1\,465$ rot/min. Viteza lineară a cabinei și contragreutății este $v=1$ m/s (fig. 1—20); viteza unghiulară a troliului 5, ca și a roții dințate 4, este $\Omega_1=2{,}2$ rad/s, iar cea a roților superioare de deviere este $\Omega_2=6{,}66$ rad/s. Se cunosc momentele axiale de inerție, afectate cu indicii corespunzători organelor din figura 1—20, date în tabelul 1—1 A. Masa cabinei și a sarcinii utile este $m_7=1\,300$ kg, iar cea a contragreutății este $m_8=800$ kg.

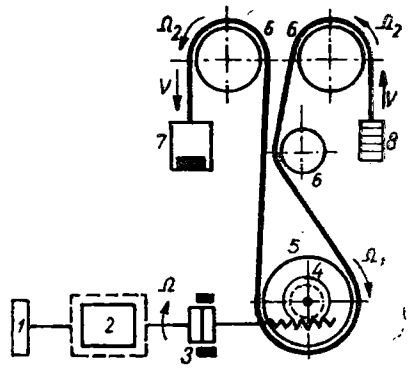


Fig. 1—20. Schema cinematică a unui ascensor de materiale:

1 — volant; *2* — rotorul motorului electric; *3* — cuplajul și șaiba de frînare mecanică; *4* — roată dințată melcată; *5* — troliu; *6* — role de deviere; *7* — cabina și sarcina utilă; *8* — contragreutatea.

Să se calculeze momentul de inerție total, redus la arborele motorului. Care va fi cuplul static la arborele motorului, echivalent acțiunii mesei cabinei și sarcinii utile, randamentul de transmisie fiind $\eta=0{,}8$, în ipoteza lipsei contragreutății?

TABELUL 1—1

A. Reducerea la arborele motorului a momentelor de inerție ale organelor în mișcare de rotație

Denumirea	Momentul axial de inerție [kg.m²]	Viteza unghiulară [rad/s]	Raportul de transmisie i_k	Momentul de inerție axial, redus la arborele motorului [kg.m²]
Volantul	$J_1=24$	$\Omega_N=153{,}33$	$i_1=1$	$J_{r1}=J_1=24$
Rotorul motorului	$J_2=9{,}3$	Idem	$i_2=1$	$J_{r2}=J_2=9{,}3$
Cuplajul și șaiba de frînare	$J_3=2{,}1$	Idem	$i_3=1$	$J_{r3}=J_3=2{,}1$
Roată dințată	$J_4=0{,}6$	$\Omega_1=2{,}2$	$i_4=\dfrac{153{,}33}{2{,}2}$	$J_{r4}=\dfrac{J_4}{i_4^2}=10^{-4}$
Troliul	$J_5=250$	Idem	$i_5=\dfrac{153{,}33}{2{,}2}$	$J_{r5}=J_5/i_5^2=5{,}3\cdot10^{-3}$
Rolele de deviere	$J_6=9$	$\Omega_2=6{,}66$	$i_6=\dfrac{153{,}33}{6{,}66}$	$J_{r6}=\dfrac{J_6}{i_6^2}=1{,}7\cdot10^{-3}$

B. **Reducerea la arborele motorului a maselor organelor în mişcare de translaţie**

Denumirea	Masa [kg]	Viteza liniară [m/s]	Momentul de inerţie axial, redus la arborele motorului [kg.m^2]
Cabina şi sarcina utilă	$m_7=1\,300$	$v=1$	$J_{r7}=m_7\left(\frac{v}{\Omega_N}\right)^2=0{,}06$
Contragreutatea	$m_8=800$	$v=1$	$J_{r8}=m_8\left(\frac{v}{\Omega_N}\right)^2=0{,}034$

Rezolvare. Se calculează iniţial viteza unghiulară nominală a motorului electric, $\Omega_N=\pi n_N/30=153{,}33$ rad/s, după care calculul se organizează ca în tabelul 1—1. Momentul de inerţie total, redus la arborele motorului, este $\sum_{k=1}^{8} J_{rk}=36$ kg·m^2, neglijîndu-se pierderile în transmisii.

Cuplul static la arborele motorului, echivalent cu acţiunea maselor cabinei şi a sarcinii utile va fi, pe baza egalităţii (1—13),

$$M_s=\frac{m_8 g v}{\eta\Omega}=\frac{800\cdot 9{,}81\cdot 1}{153{,}33\cdot 0{,}8}=63{,}9 \text{ Nm}.$$

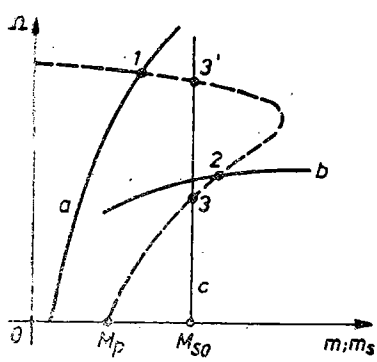


Fig. 1—21. Referitoare la aplicaţia 2.

2. În figura 1-21 se dă caracteristica mecanică a unui motor asincron (cu linie punctată) şi mai multe caracteristici mecanice de lucru (caracteristica *a* ar putea fi a unui ventilator). Să se precizeze, din punctul de vedere al stabilităţii statice, ce fel de puncte de funcţionare sînt punctele *1*, *2*, *3*, *3'*.

Rezolvare. Ţinînd seama de cele expuse în subcapitolul 1.8, se poate afirma:

— punctul *1* este static stabil;

— punctul *2* de asemenea, deşi motorul este suprasolicitat din punct de vedere termic, funcţionînd cu o alunecare mare;

— punctul *3'* este static stabil, iar

— punctul *3* static instabil.

În ultimele două cazuri motorul nu poate porni (la turaţie nulă, cuplul de sarcină M_{so} este mai mare decît cel de pornire M_p).

CAPITOLUL II

ORGANE DE TRANSMISIE DINTRE MOTOR ŞI MAŞINA DE LUCRU

2.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Organele de transmisie dintre motor şi maşina de lucru joacă un rol important în alegerea puterii motorului electric de acţionare, intervenind prin rapoartele de transmisie şi randamentele lor.

Cuplarea directă a arborelui principal al mașinii de lucru cu arborele motorului electric de acționare constituie, din punct de vedere constructiv, una din cele mai simple și mai ieftine soluții de cuplare. În prezent există și tendința ca motorului electric de acționare să i se dea forme cît mai bine adaptate mașinii de lucru antrenate, ajungîndu-se la execuții speciale care pot elimina pînă și cuplarea directă.

La motoarele electrice se utilizează lagăre de alunecare și lagăre cu rulmenți. Lagărele de alunecare sînt necesare pentru o funcționare cu un zgomot foarte redus, în anumite condiții de cuplare. Motoarele de putere foarte redusă sînt dotate cu lagăre de metal sinterizat sau cu lagăre de alunecare cu ungere. Lagărele de alunecare de diametru mai mare pot fi prevăzute cu ungere prin inel liber, care antrenează uleiul.

Trebuie să nu se uite că mașinile electrice, împreună cu eventualele reductoare și elemente ale transmisiei mecanice, influențează sau chiar poluează mediul ambiant prin zgomote, vibrații mecanice, încît realizarea efectivă a unui sistem de acționare electrică trebuie să aibă în vedere și cerințele cu privire la aceste aspecte.

Modul în care se realizează cuplarea directă este de mare importanță pentru solicitarea și durata de funcționare a lagărului. Lagărele de alunecare pretind un joc mai mare decît lagărele cu rulmenți și sînt, față de acestea, supuse unei uzuri mai mari. De aceea nu este admisibil să se cupleze printr-un cuplaj rigid un arbore prevăzut cu lagăre de alunecare cu un arbore prevăzut cu lagăre cu rulmenți (fig. 2—1). De asemenea nu se pot cupla rigid doi arbori pe lagăre cu rulmenți, deoarece este practic exclusă o echilibrare de precizia cerută. Cuplajul rigid este admisibil numai între doi arbori cu lagăre de alunecare în cazul unei echilibrări exacte. Cuplajul flexibil se dispune între doi arbori cu lagăre cu rulmenți sau între un arbore cu lagăre de alunecare și un arbore cu lagăre cu rulmenți (fig. 2—1).

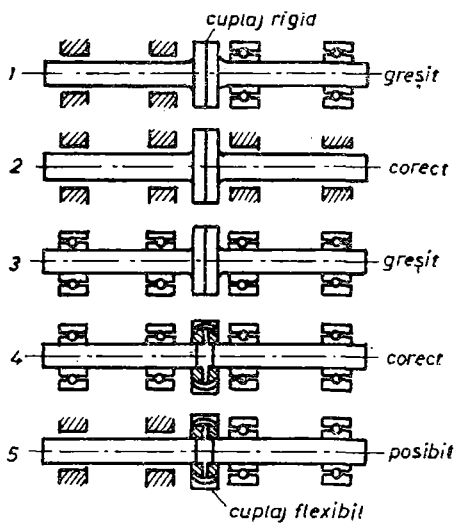


Fig. 2—1. Exemple de cuplare directă corectă (*2, 4*), greșită (*1, 3*) și posibilă (*5*)

Cuplajul este flexibil dacă este capabil să compenseze anumite erori unghiulare ale arborilor unul față de celălalt, cît și mici erori laterale sau de înălțime. La acest tip de cuplaj trebuie realizată o echilibrare riguroasă a arborilor care se cuplează. Totodată să se aibă în vedere jocul ambilor arbori în direcția axială.

În practică există numeroase situații cînd cuplarea directă nu se poate realiza. În asemenea cazuri între motorul de acționare și mașina de lucru se montează un organ de transmisie. Acest mod de cuplare este impus de diferite motive, printre care cele mai importante sînt:

— viteza necesară arborelui principal al mașinii de lucru nu coincide cu viteza nominală a motorului electric de acționare;

— precizia opririi unora din organele mașinilor-unelte (de pildă a căruciorului unui strung cu șurub mamă) crește dacă se micșorează momentul de inerție. Rolul hotărîtor în valoarea momentului total de inerție, redus la arborele motorului, îl are, în majoritatea cazurilor, momentul de inerție intern al motorului de acționare. Din această cauză, în intervalul temporal de oprire, arborele motorului de acționare trebuie să fie separat de restul lanțului cinematic;

— motorul de acționare trebuie să fie protejat împotriva unor eventuale șocuri de sarcină care apar la arborele mașinii de lucru;

— este necesară reducerea duratei totale a regimurilor tranzitorii de pornire și oprire a sistemelor de acționare cu porniri, opriri sau reversări de sens frecvente (acționarea laminoarelor reversibile, acționarea mașinilor-unelte etc.).

Organele de transmisie utilizate în sistemele de acționare electrică sînt: curelele și lanțurile de transmisie (folosite din ce în ce mai rar), reductoarele cu roți dințate de diferite tipuri, angrenajele melcate, (în tabelul 2—1 se dau unele caracteristici ale acestor transmisii mecanice), cuplajele și ambreiajele. În ultimul timp cuplajele electromagnetice au căpătat o răspîndire destul de largă. Unele întreprinderi constructoare realizează motorul și cuplajul electromagnetic într-o execuție compactă, în acecași carcasă.

TABELUL 2—1

Caracteristici ale unor transmisii mecanice

Denumirea	Raportul de transmisie $i=\frac{\Omega \text{ intrare}}{\Omega \text{ ieșire}}$	Randamentul de transmisie	Puterea maximă
Reductoare cu roți dințate	— Pînă la 8 (o singură treaptă); 6..45 (două trepte); 30..250 (trei trepte)	0,96..0,99 0,91..0,97 0,85..0,95	≃10 MW
Transmisii melcate	Pînă la 60	0,5..0,8	≃750 kW
Transmisii cu curele	Pînă la 8	0,94...0,97	≃1,5 MW
Transmisii cu lanț	Pînă la 6	0,97...0,98	≃4 MW

Deși cuplarea directă este cea mai simplă și mai sigură, trebuie să ținem seama că domeniul de viteze standardizate ale motoarelor electrice nu acoperă întotdeauna vitezele necesare diferitelor mașini de lucru. Pentru motoarele de curent continuu, considerații de ordin constructiv și economic limitează gama de viteze ale acestor mașini. Cu reducerea vitezei nominale a motorului cresc costul, gabaritul și greutatea și scad randamentul ca și factorul de putere (la motoarele asincrone).

În cazul unei viteze reduse necesare la arborele mașinii de lucru, între soluția de cuplare directă cu un motor cu turație redusă și cuplarea prin transmisie cu un motor de viteză ridicată, hotărăște întotdeauna calculul tehnico-economic al celor două variante. Alegerea este influențată de un număr foarte mare de factori și din această cauză se poate vorbi doar în sens restrîns despre o soluție optimă. Indicii comparativi dintre cele două variante trebuie să se refere în principal la costul investiției, gabaritul instalației (mai ales la instalațiile mobile și manuale), cheltuielile de exploatare și comoditatea în exploatare.

Precizăm că un reductor cu roți dințate poate transmite un cuplu aproximativ de zece ori mai mare decît cel produs de motorul electric de același diametru. Costul pe unitatea de volum este de asemenea mai redus la transmisiile cu roți dințate față de motoarele electrice.

În cazul acționării electrice a unor unelte electrice manuale, a perforatoarelor electrice din industria minieră, a unor mecanisme din industria aeronautică etc., care necesită turații mai mari decît 3 000 rot/min, gabaritul și greutatea ansamblului motor de acționare — reductor constituie factori decisivi în alegerea soluției de cuplare. Se ajunge deseori la concluzia că o soluție mai bună o prezintă dotarea mașinii unelte manuale cu reductor și motor de turație ridicată, alimentat la o frecvență de 200 Hz, chiar dacă nu este nevoie de turații ridicate, ajungîndu-se astfel la o scădere a gabaritului și greutății ansamblului. Costul investiției crește însă datorită convertizorului de frecvență necesar. Cînd gabaritul și greutatea nu sînt factori determinanți și există mașini de lucru cu viteze înalte (industria textilă, chimică, a prelucrării lemnului etc.), se pot folosi motoare asincrone alimentate cu o frecvență mai mare, cuplate direct. Soluția se justifică prin dificultățile de realizare și de exploatare a reductoarelor de viteze mari și faptului că de la convertizorul de frecvență se alimentează simultan mai multe motoare de acționare de viteză ridicată. Rezolvarea descrisă este aproape singura ce se impune pentru acționarea mașinilor de lucru cu viteze foarte mari, între 12 000 și 60 000 rot/min, ca de exemplu ferăstraie electrice, mașini de șlefuit interior, centrifuge și supracentrifuge etc.

2.2. RAPORTUL DE TRANSMISIE

În alegerea corectă a organelor de transmisie dintre motor și mașina de lucru trebuie să se aibă în vedere următorii parametri principali: raportul de transmisie, capacitatea de transmisie și randamentul. Pe lîngă acești parametri principali, organele de transmisie posedă și o serie de parametri specifici (modulul — la angrenajele cu roți dințate, unghiul de înfășurare — la transmisiile cu curele, unghiul de înclinare al roții — la angrenajele melcate etc.).

Transmisiile se denumesc *rigide* cînd raportul vitezelor unghiulare motor — mașină de lucru este invariabil (transmisii prin angrenaje) și *elastice* cînd acest raport este variabil (transmisii prin cuplaje elastice sau ambreiaje mecanice, unele transmisii cu curele). În figura 2—2 s-a reprezentat schema unei acționări electrice individuale, la care între motorul electric de acționare M și mașina de lucru ML este dispus un reductor cu roți dințate și o singură treaptă. Pentru o asemenea transmisie *raportul de transmisie* se definește ca raportul dintre viteza unghiulară a arborelui motor Ω_m și viteza unghiulară a arborelui condus Ω_l,

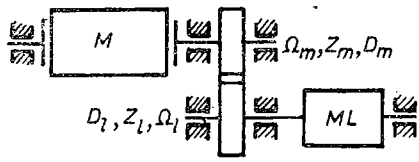


Fig. 2—2. Schema unei acționări electrice cu reductor mecanic între motorul electric *ME* și mașina de lucru *ML*.

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_l}. \qquad (2-1)$$

Notînd cu D_m și z_m diametrul, respectiv numărul de dinți al roții dințate de pe arborele motor și cu D_l, z_l diametrul, respectiv numărul de dinți ai roții de pe arborele mașinii de lucru (arborele condus), din egalitatea vitezelor lineare periferice ale celor două roți dințate ce se angrenează, $\Omega_m D_m = \Omega_l D_l$, rezultă

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_l} = \frac{D_l}{D_m} = \frac{z_l}{z_m}. \qquad (2-2)$$

Dacă între motor și mașina de lucru există un lanț cinematic format din mai multe perechi de roți dințate (fig. 1—7), rapoartele de transmisie parțiale între cei n arbori sînt

$$i_1 = \frac{\Omega_m}{\Omega_2} = \frac{\Omega_0}{\Omega_2};\ i_2 = \frac{\Omega_2}{\Omega_3};\ \ldots;\ i_{n-1} = \frac{\Omega_{n-1}}{\Omega_n}.$$

Raportul de transmisie total este

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_1} = i_1 i_2 i_3 \ldots i_{n-2} i_{n-1}. \qquad (2-3)$$

La transmisiile elastice raportul de transmisie este variabil. Datorită patinării curelei de transmisie pe șaibă sau a pieselor componente ale ambreiajului mecanic, viteza unghiulară reală Ω_{1r} a arborelui condus va fi inferioară vitezei unghiulare ideale Ω_{1i}. Introducînd *alunecarea* transmisiei prin raportul $s = (\Omega_{1i} - \Omega_{1r})/\Omega_{1i}$, rezultă că raportul de transmisie în cazul unei transmisii elastice este

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_{1r}} = \frac{\Omega_m}{\Omega_{1i}(1-s)}. \qquad (2-4)$$

Considerînd în egalitatea precedentă o alunecare nulă, obținem relația (2—1), caracteristică transmisiilor rigide, ca un caz particular al transmisiilor elastice.

2.3. CUPLAJE ELECTROMAGNETICE

Calitatea unui sistem de acționare poate fi îmbunătățită și prin trecerea de la reglarea directă a motorului la reglarea transmisiei. Aceasta se poate realiza dispunînd de cuplaje electromagnetice.

Cuplajele electromagnetice reprezintă dispozitive de cuplare a doi arbori, în scopul transmiterii puterii mecanice de la motorul de acționare la mașina de lucru, folosind în acest scop semnale electrice de comandă, reduse ca putere. În acționările automatizate cuplajele electromagnetice se utilizează pe scară largă. Acestea pot fi întîlnite la acționarea mașinilor-unelte, a laminoarelor, a mașinilor textile, a transportoarelor, în scheme de urmărire și altele.

În figura 2—3 s-a desenat schema de principiu a unui sistem de acționare cu cuplaj electromagnetic. Motorul de acționare *ME* se cuplează cu mașina de lucru *ML* prin intermediul a două reductoare mecanice *1* și *2* și a unui cuplaj electromagnetic *3*. Reductoarele au rolul de a adapta sarcina, din punctul de vedere al cuplului și vitezei unghiulare, la caracteristicile motorului. Cuplajul electromagnetic este comandat de un dispozitiv de comandă (în

circuit deschis) sau de reglare (în circuit funcțional închis), electric sau electronic. La excitarea cuplajului, acesta realizează o legătură — rigidă sau elastică — între arborele conducător și arborele condus, permițînd astfel transmiterea puterii mecanice către sarcină (mașina de lucru).

Fig. 2—3. Schema de principiu a unui sistem de acționare cu cuplaj electromagnetic:

ME, *ML* — motorul electric, respectiv mașina de lucru; *1, 2* — reductoare; *3* — cuplaj electromagnetic cu fricțiune într-un sens (simbol conform STAS 1543—62).

În funcție de modul în care se efectuează legătura dintre arborii conducător și condus, cuplajele electromagnetice se împart în trei categorii principale:

a) *cuplaje cu legătură mecanică* sau *cuplaje cu fricțiune*, la care legătura se realizează prin frecarea unor suprafețe speciale de contact, forța de apăsare fiind produsă de un electromagnet;

b) *cuplaje cu legătură electromagnetică* sau *cuplaje electromagnetice cu pulbere*, la care legătura menționată se înfăptuiește prin intermediul unei suspensii de material feromagnetic într-un ulei;

c) *cuplaje cu legătură realizată prin cîmpul electromagnetic.* La acestea între semicuplele de pe cei doi abori nu există un contact mecanic, deci nici uzură prin frecare. Dintre acestea cele mai răspîndite sînt cuplajele electromagnetice de alunecare sau de inducție.

În tabelul 2—2 sînt indicate principalele tipuri de cuplaje ce pot fi comandate electric, precum și unele caracteristici de utilizare. Primul tip este întrebuințat pentru execuția unei *comenzi discontinue bipoziționale* de tip releu („deschis-închis"). Celelalte două tipuri principale permit realizarea unei *comenzi continue* a cuplului și puterii mecanice transmise.

TABELUL 2—2

Cuplaje electromagnetice

Tipul cuplajului	Domeniul de putere în care se utilizează	Amplificare de putere	Viteza de anclanșare	Durata de funcționare	Natura utilizării în sistemele de acționare
Cu fricțiune	50 W pînă la mii de kW	200	Mare	Moderată	Comandă sau reglare tip releu (bipozițională)
Cu pulbere	100 W.. 500 kW	200	Mare	Bună	Comandă sau reglare continuă
Cu alunecare	Mii de kW	50..200	Moderată	Foarte mare	Comandă sau reglare continuă

Există un foarte mare număr de tipuri și variante constructive de cuplaje electromagnetice. Tuturor le sînt comune anumite proprietăți: construcție mai simplă decît a mașinilor electrice rotative; pot fi telecomandate; siguranță mare în exploatare; se pot construi pentru puteri de la cîteva zeci de wați pînă la mii de kilowați.

2.3.1. Cuplaje electromagnetice de fricțiune

Funcționarea cuplajelor de fricțiune se bazează pe utilizarea forțelor de frecare ce apar între două suprafețe presate una pe cealaltă, care prezintă un coeficient de frecare ridicat și rezistă la solicitări termice. Un cuplaj electromagnetic de fricțiune se compune principial dintr-un *electromagnet de acționare* și un *cuplaj mecanic*, integrate constructiv într-un ansamblu. Rolul electromagnetului este de a acționa cuplajul mecanic, care la rîndul său efectuează cuplarea mecanică a celor doi arbori. În figura 2—4 este reprezentat schematic un asemenea cuplaj de construcție tipică. Electromagnetul este construit dintr-un corp de formă inelară *1*, în care este plasată bobina *2* de excitație. Corpul electromagnetului este fixat pe arborele conducător *3*. Pe arborele condus *4* se află fixată bucșa dințată *5*, peste care poate aluneca axial armătura *6*, prevăzută cu caneluri ce se angrenează cu dinții bucșei. Dacă se închide întreruptorul *a*, se aplică prin inelele colectoare *7*, izolate între ele și față de arbore, o tensiune continuă bobinei *2*. Cîmpul magnetic asociat curentului din bobină atrage armătura *6* în sens axial, presînd-o pe suprafața de frecare *8*. În acest mod se realizează legătura mecanică, cuplajul între cei doi arbori. Dacă se întrerupe alimentarea, resoartele *9* aduc armătura *6* în poziția inițială, necuplată. Se observă că armătura *6* apare ca un element comun între electromagnet și cuplaj.

Configurația și funcția electromagnetului sînt oarecum aceleași la diferitele construcții de cuplaje, deși partea de cuplaj mecanic este rezolvată în diferite feluri. Pentru realizarea cuplării mecanice se folosesc în principal două soluții în construcția cuplajelor electromagnetice, referitoare la transmiterea cuplului; *a*) prin forțe de frecare între două sau mai multe suprafețe de fricțiune, supuse la o forță axială (cuplaje electromagnetice cu fricțiune); *b*) prin forțe tangențiale, rezultate prin descompunerea unei forțe axiale pe planuri înclinate (cuplaje electromagnetice cu dinți).

Cele mai răspîndite și mai utilizate cuplaje cu fricțiune sînt cele cu discuri plane multiple de frecare, obținîndu-se astfel majorarea suprafeței de frecare. Coeficienții de frecare ai suprafețelor de fricțiune depind de gradul de prelucrare și de murdărire, în afară de natura acestor suprafețe.

Cuplajele electromagnetice se alimentează în curent continuu, cu tensiuni de alimentare între 12 și 60 V. Pentru instalațiile mobile se preferă tensiunile de 6, 12 și 24 V, iar în domeniul aeronauticii 24 și 28 V. Sursele utilizate sînt redresoare alimentate din rețeaua de putere, monofazată sau trifazată; la acumulatoare se recurge doar în instalațiile mobile. În figura 2—5 este prezentată schema de alimentare și comandă a unui cuplaj cu fricțiune. Circuitul de alimentare este alcătuit din transformatorul *m1* și puntea redresoare *p1*, furnizoarea tensiunii de alimentare a cuplajului *s*. Dioda *p2* și rezistența *r1* reprezintă circuitul de protecție a electromagnetului împotriva supratensiunilor. Cuplajele electromagnetice se comportă ca sarcini inductive și de aceea, la deconectarea circuitului pot apărea tensiuni inverse mari, de $(10 \ldots 30) \cdot U_N$. În principiu, limitarea tensiunilor de autoinducție se poate face prin montarea în paralel cu bobina de excitație a unor elemente rezistive, în care energia acumulată în cîmpul magnetic al bobinei să se transforme în căldură.

La apăsarea butonului de pornire normal deschis *b2*, contactorul *c1* anclanșează, iar alimentarea bobinei sale se automenține prin contactul auxiliar normal deschis *c1* (butonul de deconectare a alimentării bobinei de excitație *b1* este normal închis). Concomitent se comandă alimentarea bobinei elec-

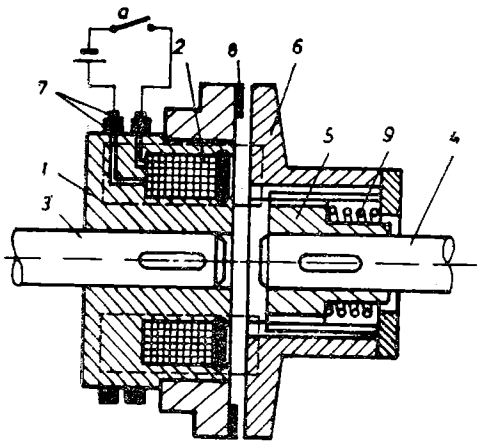


Fig. 2—4. Cuplaj electromagnetic cu fricțiune.

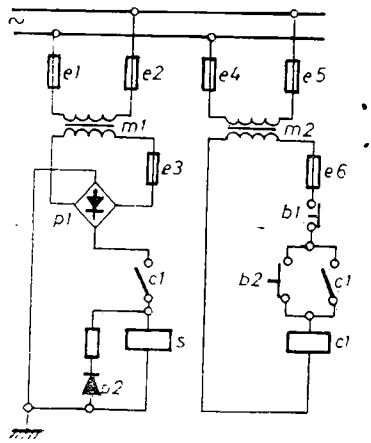


Fig. 2—5. Schema de alimentare și comandă a unui cuplaj electromagnetic cu fricțiune.

tromagnetului *s*, prin contactul normal deschis *c1*. Declanșarea se produce prin apăsarea butonului *b1*. Transformatoarele *m1* și *m2* sînt prevăzute cu siguranțele fuzibile *e1* ... *e6*, pe partea de rețea și pe partea de sarcină.

Avantajele cuplajelor cu fricțiune sînt următoarele:

— siguranță în exploatare, datorită robusteței și simplității;

— reducerea gabaritului și greutății sistemului de acționare, prin folosirea motoarelor de turații mari cu gabarit redus, cît și datorită simplității echipamentului de comandă;

— preț de cost mai redus în raport cu al altor cuplaje electromagnetice;

— asigurarea protecției motorului: la cupluri de sarcină periculos de mari, cuplajul intră în alunecare, limitînd astfel cuplul transmis;

— posibilitatea realizării de accelerații mari ale sarcinii (de 4 ... 6 ori mai mari decît la acționarea cu motoare electrice), din cauză că masa rotorului motorului nu mai trebuie accelerată. Momentul de inerție al cuplajului este în multe cazuri foarte mic în raport cu cel al mașinii de lucru;

— se pretează ușor la telecomandă și automatizare.

Dezavantajele cuplajelor cu fricțiune sînt:

— uzura discurilor de fricțiune, care reclamă reglarea distanței dintre discuri și chiar înlocuirea lor;

— reglarea vitezei arborelui condus se poate efectua numai prin impulsuri, ceea ce implică uzura suplimentară a discurilor;

— necesitatea curățirii periodice a discurilor de fricțiune, pentru împiedicarea scăderii coeficientului de frecare datorită impurităților.

2.3.2. Cuplaje electromagnetice cu pulbere

Principiul de funcționare a cuplajelor electromagnetice cu pulbere se bazează pe proprietatea materialului feromagnetic de umplere, în suspensie sau formă de pulbere, de a-și mări viscozitatea sub acțiunea cîmpului magnetic.

Cuplajele cu material de umplere uscat au căpătat o răspîndire relativ largă. În figura 2—6 se indică principiul de funcționare a acestor cuplaje electro-

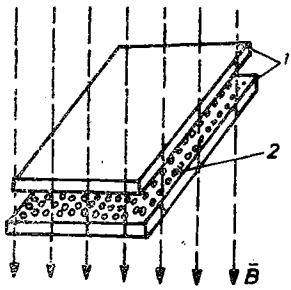


Fig. 2—6. Principiul de funcționare a cuplajelor electromagnetice cu pulbere, cu material de umplere uscat.

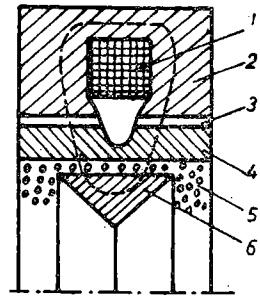


Fig. 2—7. Sistemul magnetic al cuplajului cu pulbere cu circuit magnetic fix (schematic):

1 — înfășurare de excitație; *2* — circuit magnetic fix; *3* — întrefier; *4* — semicupla conducătoare; *5* — întrefier de lucru cu pulbere; *6* — semicupla condusă.

magnetice. Spațiul dintre plăcile de oțel *1* este umplut cu pulbere feromagnetică *2* (fier carbonil sau fier pulverizat). Dacă aceste plăci se plasează într-un cîmp magnetic, orientat perpendicular pe suprafața acestora, particulele de pulbere cuplează plăcile, împiedecînd deplasarea lor în direcție perpendiculară pe cea a cîmpului. Stratul de pulbere din spațiul dintre plăci reprezintă un mediu plastic, cu o rezistență la deplasare care depinde de inducția magnetică. Această proprietate este folosită în cuplajele cu pulbere pentru transmiterea mișcării de la arborele conducător la cel condus. Pulberea feromagnetică care umple spațiul dintre semicuplele cuplajului electromagnetic mărește permeabilitatea magnetică a acestuia de 4 ... 8 ori, în funcție de compoziția materialului pulbere și de valoarea inducției magnetice în întrefier.

Principiul constructiv al unui cuplaj electromagnetic cu pulbere este reprezentat în figura 2—7, avînd circuitul magnetic fix. Cuplajul electromagnetic menționat constituie un cuplaj normal deschis, comandat de curentul din bobina de excitație. La creșterea curentului se mărește inducția magnetică în întrefierul umplut cu pulbere. În acest mod crește forța tangențială necesară pentru deplasarea părții conducătoare în raport cu cea condusă și prin urmare și cuplul mecanic transmis de cuplaj. Dacă cuplul static rezistent pe arborele condus depășește cuplul de lucru al cuplajului, se produce o alunecare. Valoarea alunecării admisibile și a timpului în care poate fi admisă alunecarea sînt determinate de capacitatea de degajare a căldurii posedată de cuplaj, de rezistența la solicitările termice ale amestecului feromagnetic pulbere și de temperatura de funcționare a lagărelor.

Amestecul feromagnetic este alcătuit uneori, în afară de fier carbonil sau fier pulverizat, din aliaj pulverizat de oțel cu nichel sau crom, amestecat cu oxid de magneziu, sticlă fin dispersată, grafit coloidal etc. Aceste substanțe denumite *separatoare,* se adaugă la materialul feromagnetic de umplere pentru a crea amestecuri neaglomerante, rezistente la temperaturi ridicate de regim.

Principalele avantaje ale cuplajelor electromagnetice cu pulbere sînt:

— posibilitatea reglării continue a vitezei prin modificarea curentului de excitație. Reluctanța circuitului magnetic și a întrefierului fiind reduse, puterea de comandă este mică și constituie 50 ... 60% din puterea de excitație necesară cuplajelor electromagnetice cu fricțiune, cu mai multe discuri;

— timp minim de intrare în funcțiune. La cuplajele electromagnetice cu fricțiune, prin deplasarea armăturii, reluctanța circuitului magnetic se micșorează, iar inductanța proprie și deci constanta electromagnetică de timp a circuitului cresc. La cuplajele cu pulbere timpul necesar pătrunderii amestecului feromagnetic în cavitatea de lucru este extrem de mic. Datorită acestei circumstanțe și a posibilității executării părții conduse cu inerție mică, se reușește realizarea unor constante de timp de acționare la cuplajele cu pulbere de 10 ... 15 ori mai mici față de cele corespunzătoare cuplajelor cu fricțiune;

— lipsa uzurii părților de lucru conducătoare și condusă, în cazul funcționării îndelungate în regim de alunecare;

— randament ridicat și siguranță mare în funcționare.

Dezavantajele cuplajelor electromagnetice cu pulbere sînt:

— construcție relativ complicată, datorită necesității etanșării rulmenților împotriva pătrunderii materialului de umplere și a interzicerii pătrunderii lubrifiantului în cavitățile interne ale cuplajului;

— pulberea feromagnetică se poate aglomera la viteze mari, datorită eforturilor centrifuge, spre periferia cuplajului, producînd funcționarea nestabilă a acestuia sau chiar griparea sa. Din acest motiv cuplajele cu pulbere se construiesc în prezent pentru turații de pînă la 1 000 rot/min.

Un domeniu important și cu perspective de utilizare a cuplajelor electromagnetice cu pulbere sînt ambreiajele auto dintre motor și transmisie.

2.3.3. Cuplaje electromagnetice cu alunecare

Cuplajele electromagnetice *cu alunecare* sau *de inducție* se utilizează în sistemele de acționare electrică pentru realizarea pornirii fără șoc, pentru limitarea cuplului, pentru modificarea progresivă a vitezei arborelui condus etc.

Din punct de vedere constructiv, cuplajele electromagnetice cu alunecare se realizează în două variante: cu indus din fier masiv și cu indus bobinat. Cuplajele cu indus din fier masiv sînt mai simple din punct de vedere constructiv și mai sigure în exploatare, ceea ce le conferă o utilizare mai largă.

Schema de principiu a unui cuplaj electromagnetic cu alunecare cu indus din fier masiv este redată în figura 2—8. La pornirea motorului de acționare, arborele conducător și indusul *1*, de formă cilindrică cu pereți plini, încep să se rotească atingînd o viteză constantă. Închizînd întreruptorul *a*, deci excitînd cuplajul, curentul din înfășurarea de excitație *2* produce un cîmp magnetic inductor. Inductorul *3* este confecționat din tole prevăzute cu crestături, în care este dispusă înfășurarea de excitație. Cuplajul descris are inductorul cu poli de aceeași polaritate și din acest motiv se numește și cuplaj cu inductor homopolar. Datorită tensiunii electromotoare induse prin mișcare, în indusul masiv apar curenți turbionari. În urma interacțiunii dintre cîmpul magnetic inductor și curenții turbionari se produce o forță electromagnetică și deci un cuplu, care antrenează inductorul în sensul de rotație al indusului. Pe măsura creșterii vitezei inductorului, viteza relativă inductor — indus scade, ca și tensiunea electromotoare indusă. În acest fel se micșorează cuplul

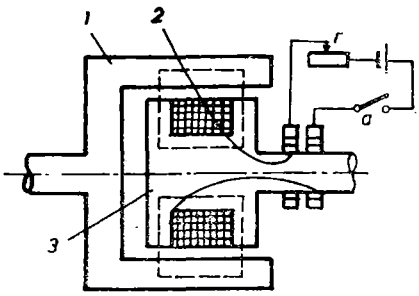


Fig. 2—8. Cuplaj electromagnetic cu alunecare (schematic).

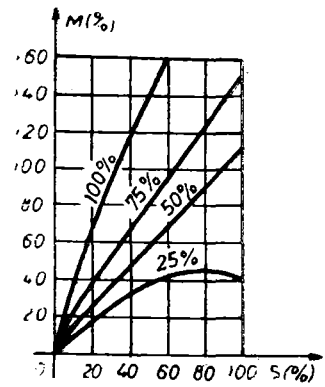


Fig. 2—9. Caracteristici mecanice ale cuplajului cu alunecare.

transmis de cuplaj, pînă cînd acesta devine egal cu cuplul static rezistent şi se stabileşte funcţionarea de regim staţionar a acţionării. Cînd cuplul static rezistent la arborele condus creşte, se măreşte alunecarea, crescînd tensiunea electromotoare indusă. Rezultatul va fi creşterea cuplului transmis de cuplaj pînă la egalarea valorii mărite a cuplului static rezistent. Noul regim de funcţionare staţionară se stabileşte la o valoare mai mică a vitezei de rotaţie.

Deosebirea dintre cuplajele cu indus din fier masiv şi cu indus bobinat constă din aceea că la ultimul se practică crestături atît pe indus, cît şi pe inductor, ambele semicuple fiind dotate cu înfăşurări. În această situaţie cuplajul va funcţiona pe acelaşi principiu ca un motor sincron.

La cuplajele electromagnetice de alunecare cu indus din fier masiv se pot obţine caracteristici mecanice de diferite forme. În figura 2—9 sînt trasate, în valori relative, caracteristicile mecanice obţinute pentru diferite valori ale curentului de excitaţie, în procente faţă de curentul nominal de excitaţie.

Prin modificarea curentului de excitaţie se modifică atît cuplul, cît şi alunecarea. Cuplajul poate servi la modificarea vitezei maşinii de lucru. Pentru valori mici ale curentului de excitaţie, cuplul maxim al cuplajului scade sub valoarea cuplului său nominal.

Prin diferite soluţii constructive, cuplajele electromagnetice cu indus din fier masiv pot prezenta caracteristici mecanice de forma celor trasate în figura 2—10, care permit protejarea motorului de acţionare împotriva suprasarcinilor accidentale (caracteristici de tip excavator). Unele mecanisme, cum ar fi spărgătoare de gheaţă, excavatoare, împingătoare de blumuri etc., ajung datorită condiţiilor grele de lucru să funcţioneze la încărcări exagerate, capabile să decroşeze motorul de acţionare. Pentru aceste mecanisme caracteristica motorului trebuie să aibă o formă particulară, care să permită ca la o supraîncărcare de circa 1,5 M_N, viteza să scadă brusc la zero (caracteristică tip excavator). Pentru motoarele de acţionare asemenea caracteristici se obţin utilizînd grupuri de maşini. Folosirea cuplajelor electromagnetice cu caracteristici de forma celor din figura 2—10 permite întrebuinţarea pentru acţionarea motoarelor obişnuite. Cuplajul electromagnetic asigură funcţionarea sistemului de acţionare după o caracteristică de tip excavator; prin modificarea curentului de excitaţie a cuplajului se poate regla şi valoarea cuplului admisibil.

Cuplajele electromagnetice cu alunecare posedă atît avantaje, cît și dezavantaje. Printre *avantajele* acestor cuplaje se pot enumera:

— construcție simplă, preț de cost redus;

— lipsa pieselor supuse uzurii și întreținere simplă;

— putere de comandă mică, 2 ... 3% din puterea transmisă; cuplare și decuplare ușoară a arborilor;

— absorbirea oscilațiilor de torsiune și o bună rezistență la sarcinile dinamice; posibilitatea pornirii progresive a acționării;

— posibilitatea reglării continue a vitezei de rotație și a cuplului transmis chiar la mecanismele de acționare în serviciu neîntrerupt, deoarece răcirea cuplajului cu indus masiv se face mult mai ușor decît la mașinile de curent alternativ de construcție normală.

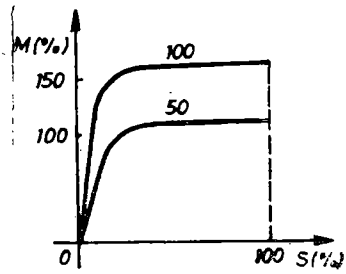


Fig. 2—10. Caracteristici mecanice ale cuplajului electromagnetic, pentru două valori relative ale curentului de excitație (50 și 100%).

Se pot enumera următoarele dezavantaje ale cuplajelor electromagnetice cu alunecare:

— dimensiuni și greutate mari, ceea ce le face mult inferioare, sub acest aspect, cuplajelor cu pulbere feromagnetică și celor cu fricțiune;

— inerție mare în raport cu cele cu pulbere, din cauza efectului curenților turbionari produși în circuitele magnetice turnate, în timpul proceselor tranzitorii;

— stabilitate mai mică a caracteristicilor mecanice la variația temperaturii, din cauza variației rezistivității materialului indusului și a mărimii întrefierului.

În ciuda acestor neajunsuri, cuplajele și frînele cu indus masiv au căpătat în ultimul timp o întrebuințare relativ largă în industrie. Ele se utilizează la mașinile-unelte, la mecanismele de acționare cu momente de inerție mari, la acționarea ventilatoarelor care necesită modificarea vitezei, la acționarea dispozitivelor de bobinat, ca ambreiaje în acționările navale etc.

2.4. SCHEME DE REGLARE CU CUPLAJE ELECTROMAGNETICE

Reglarea manuală a curentului de excitație a cuplajelor electrice, în scopul obținerii reglării vitezei de rotație a arborelui condus, poate fi rareori efectuată, din mai multe motive (variația tensiunii de alimentare, dependența de sarcină a caracteristicilor cuplajelor etc.). În prezent se recurge de cele mai multe ori la reglarea automată a curentului de excitație a cuplajelor electromagnetice.

Este posibilă asigurarea reglării la turație constantă, cuplu constant sau putere constantă. În cele ce urmează ne vom limita doar la prezentarea schemelor bloc ale unor atare sisteme de acționare reglabile.

În figura 2—11, *a*, se prezintă o schemă bloc a *reglării la turație constantă*. Schema cuprinde motorul *1*, cuplajul electric *2*, traductorul de viteză de rotație *3*, amplificatorul *4* și panoul de comandă *5*, ultimul prescriind viteza dorită. La intrarea amplificatorului *4* se aplică un semnal proporțional cu abaterea vitezei arborelui condus de la valoarea impusă. Înfășurarea de excitație a cuplajului este alimentată cu o tensiune de la ieșirea amplificatorului *4*. Dacă viteza de rotație se abate de la valoarea impusă, curentul de excitație

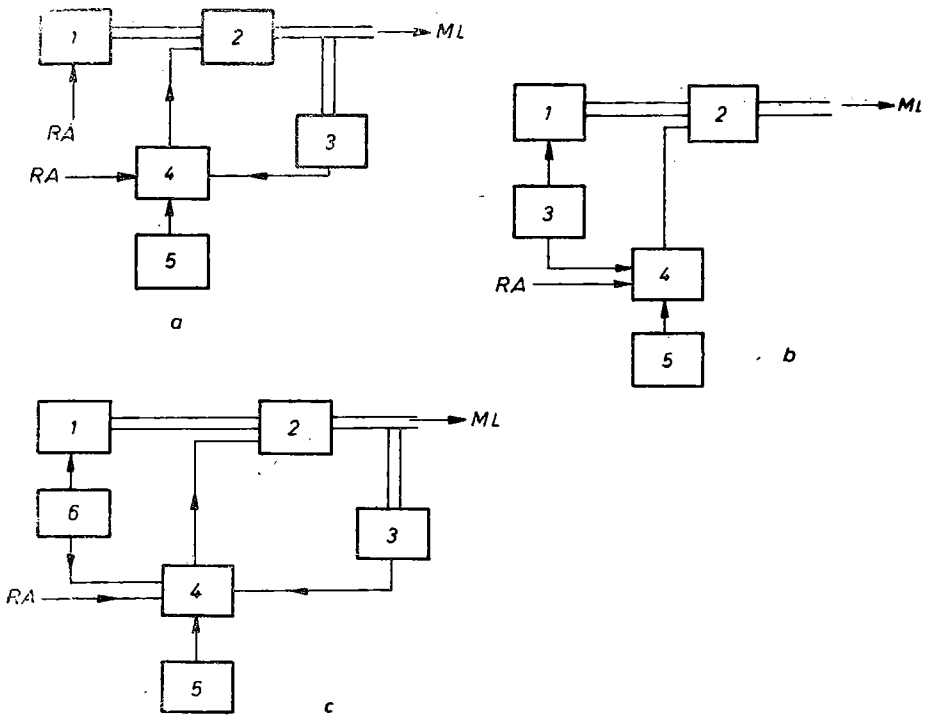


Fig. 2—11. Scheme bloc de reglare a sistemelor de acționare cu cuplaje electromagnetice: *a* — la turație constantă; *b* — la cuplu constant; *c* — la putere constantă; *1* — motorul de acționare; *2* — cuplajul electromagnetic; *3* — blocul legăturii inverse (traductor de turație) *4* — amplificator; *5* — panou de comandă; *RA* — rețeaua electrică de alimentare; *ML* — mașina de lucru.

se modifică în așa fel, încît viteza de rotație să revină la valoarea impusă, indiferent de variația sarcinii — în anumite limite — sau de alți factori perturbatori.

Schema din figura 2—11, *b* se referă la obținerea reglării de viteză la cuplu constant. Legătura inversă folosită între motorul electric *1* și amplificatorul *4* este efectuată după puterea absorbită de motor. Diferența între un semnal de prescriere și semnalul de reacție este aplicată intrării amplificatorului *4*. În rest reglarea se petrece ca și în schema din figura 2—11, *a*. Menținerea constantă a cuplului atrage după sine reglarea automată a vitezei de rotație. Sistemul descris are întrebuințări la ciocanele pneumatice, acționarea preselor etc.

La acționarea mașinilor de bobinat și înfășurat se pretinde menținerea constantă a vitezei liniare a materialului ce se bobinează, ca și a efortului de întindere, cînd crește diametrul bobinei. Se utilizează în asemenea cazuri schema bloc din figura 2—11, *c*, la putere constantă. Ea este caracterizată de două legături inverse, *3* — după turație și *6* — după puterea preluată din rețea de către motorul *1*. Aceste semnale se compară cu semnalul de referință, semnalul rezultant aplicîndu-se apoi intrării amplificatorului *4*. Reglarea automată a vitezei de rotație și a cuplului conduce la menținerea constantă a puterii absorbite.

CARACTERISTICI MECANICE ŞI REGIMURI DE FUNCŢIONARE ALE MOTOARELOR ELECTRICE DE ACŢIONARE

3.1. CARACTERISTICI MECANICE ALE MOTOARELOR

Caracteristicile mecanice ale motoarelor electrice rotative reprezintă dependenţele funcţionale $\Omega = f(M)$, viteza unghiulară în funcţie de cuplul electromagnetic. La motoarele de curent continuu se folosesc drept caracteristici mecanice şi dependenţele funcţionale $\Omega = f(I_a)$, I_a fiind curentul rotoric.

Caracteristicile mecanice pot fi *statice* şi *dinamice*. Primele sînt cele corespunzătoare regimului permanent sau staţionar (cînd cuplul dinamic este nul şi cuplul electromagnetic egalează cuplul de sarcină, ultimul redus la arborele motorului); caracteristicile mecanice dinamice corespund regimurilor dinamice sau nestaţionare, fiind mai puţin studiate.

Caracteristica mecanică naturală este caracteristica mecanică statică unică, corespunzătoare parametrilor nominali ai motorului (U_N, f_N, R_{aN} etc.). Dacă cel puţin unul din parametrii electrici sau magnetici ai maşinii electrice diferă de valoarea sa nominală, caracteristica mecanică este denumită *artificială*.

Rigiditatea sau *gradul de rigiditate* δ a unei caracteristici mecanice este, în procente,

$$\delta\% = \frac{\Omega_0 - \Omega_N}{\Omega_N} \cdot 100 = \frac{n_0 - n_N}{n_0} \cdot 100, \qquad (3-1)$$

unde Ω_0, n_0 reprezintă vitezele unghiulare (rad/s), respectiv turaţia (rot/min), de funcţionare în gol ideală (cuplul electromagnetic nul), respectiv de sincronism la motoarele asincrone şi sincrone, iar Ω_N, n_N sînt aceleaşi mărimi nominale.

Dacă $\delta\% = 0$, caracteristicile mecanice sînt de tip *sincron* sau *suprarigide*; cînd $\delta\% \in (0,10)$, acestea sînt *rigide* sau *dure*. În situaţia $\delta\% \in (10, 20)$, avem de a face cu caracteristici *semirigide* sau *semidure*, iar dacă $\delta\% > 20$, caracteristicile mecanice sînt apreciate ca *moi* sau *elastice* (fig. 3—1).

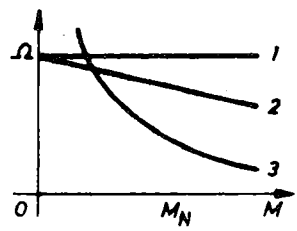


Fig. 3—1. Caracteristici mecanice tipice ale motoarelor electrice:

1 — suprarigidă sau de tip sincron; *2* — semidură sau de tip derivaţie; *3* — elastică (moale) sau de tip serie.

3.2. CARACTERISTICI MECANICE ŞI REGIMURI DE FUNCŢIONARE ALE MOTOARELOR ASINCRONE

Majoritatea covîrşitoare a motoarelor rotative de acţionare este constituită de motoarele asincrone trifazate, cu rotorul în scurtcircuit sau bobinat. Primul motor asincron de tip industrial apare în 1889, construit de M. O. Dolivo — Dobrovolski, care a fructificat lucrări anterioare ale lui G. Ferraris şi N. Tesla. Folosirea pe scară atît de largă a motorului asincron se explică prin robusteţea şi simplitatea sa, preţ redus, siguranţă în exploatare, aceasta nefiind pretenţioasă.

Teoria utilizată în determinarea caracteristicii mecanice naturale a motorului asincron, ca şi a caracteristicilor sale artificiale, va fi teoria referitoare

la varianta constructivă cu rotorul bobinat (cu inele de contact pe rotor). Aceasta se extinde și la motorul asincron în scurtcircuit în colivie simplă, dar nu poate fi aplicată la motoarele cu rotorul în scurtcircuit cu colivie dublă sau cu bare înalte, la care rezistența echivalentă pe fază în rotor este dependentă de frecvența curenților rotorici, efectul de refulare a curentului fiind foarte pronunțat.

3.2.1. Caracteristica mecanică naturală. Regimuri de funcționare

Se va recurge la schema echivalentă pe fază în T (fig. 3—2). Dacă se consideră $|Z_1| \ll |Z_0|$, unde $Z_1 = R_1 + jX\sigma_1$ și $Z_0 = jX_\mu R_{Fe}/(R_{Fe} + jX_\mu)$, atunci valoarea efectivă a curentului pe fază în rotor raportat la stator I_2' este

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_k^2}}, \qquad (3-2)$$

cu $X_k = X_{\sigma_1} + X_{\sigma_2}$. Reamintim că alunecarea s reprezintă raportul dintre viteza relativă a rotorului față de cîmpul magnetic învîrtitor static, și viteza cîmpului învîrtitor,

$$s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = \frac{n_0 - n}{n_0}, \qquad (3-3)$$

unde Ω, n sînt viteza unghiulară a rotorului, respectiv turația acestuia, în raport cu statorul. Viteza unghiulară de sincronism sau a cîmpului magnetic învîrtitor static este

$$\Omega_0 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi f_1}{p}, \qquad (3-4)$$

ω_1 fiind pulsația tensiunilor de alimentare statorice, iar f_1 frecvența acestora.

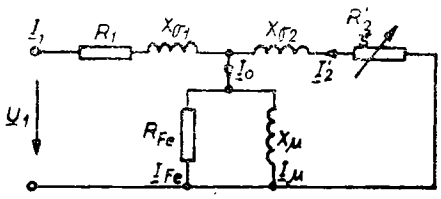


Fig. 3—2. Schema echivalentă în T, pe fază, a motorului asincron:

R_1, R_2' — rezistențele pe fază în stator respectiv în rotor, ultima raportată la stator; $X\sigma_1$, $X\sigma_2$ — reactanțele ciclice de dispersie pe fază ale înfășurărilor statorică în raport cu rotorul, respectiv invers, ultima raportată la stator; R_{Fe}, $X\mu$ — rezistența echivalentă de pierderi în fier, respectiv reactanța de magnetizare; I_1, I_2', I_0 — imaginile în complex simplificat ale curenților de fază statoric, respectiv rotoric raportat la stator și a curentului de mers în gol sincron; s — alunecarea; U_1 — imaginea în complex simplificat a tensiunii de fază statorice.

De la stator la rotor se transmite puterea electromagnetică $P_{em} = M\Omega_0$. Puterea transformată de motor în putere mecanică este $P_m = M\Omega$. Pierderile în fierul rotoric fiind neglijabile, puterea de pierderi în cuprul rotorului va fi:

$$P_{Cu_2} = P_{em} - P_m = 3R_2' I_2'^2 = M(\Omega_0 - \Omega) = sM\Omega_0,$$

rezultînd în final cuplul electromagnetic

$$M = \frac{P_{Cu_2}}{s\Omega_0} = \frac{3R_2' U_1^2}{s\Omega_0\left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_k^2\right]} = M(s), \qquad (3-5)$$

folosind expresia (3—2). Extremele funcției de alunecare $M(s)$ vor avea loc pentru alunecările critice

$$\pm s_c = \frac{R_2'}{\pm\sqrt{R_1^2+X_k^2}}, \tag{3—6}$$

obținute din ecuația $\frac{dM}{ds}=0$. În regim de motor convine doar semnul +, pentru care cuplul electromagnetic trece printr-un maximum M_{cm}, denumit *cuplu critic* sau de răsturnare,

$$M_{cm}=M(s_c)=\frac{3U_1^2}{2\Omega_0(R_1+\sqrt{R_1^2+X_k^2})}>0. \tag{3—7}$$

Cuplul minim $M_{cg}=M(-s_c)$ reprezintă cuplul

$$M_{cg}=\frac{2U_1^2}{2\Omega_0(R_1-\sqrt{R_1^2+X_k^2})},$$

dezvoltat în regimul de generator al mașinii. Se remarcă $M_{cm}<|M_{cg}|$.

Relația (3—5) se poate pune sub forma:

$$M=\frac{2M_{cm}(1+\alpha s_c)}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}+2\alpha s_c}, \text{ cu } \alpha=\frac{R}{R_2'}. \tag{3—8}$$

În practică dependența $M(s)$ este utilizată deseori drept caracteristică mecanică naturală a mașinii asincrone. La motoarele asincrone mari, $\alpha s_c \ll 1$ și relația (3—8) trece în

$$M=\frac{2M_{cm}}{\frac{s}{s_c}+\frac{s_c}{s}}, \tag{3—8'}$$

cunoscută ca relația simplificată a lui M. K l o s s. Scriind aici $M_N=M(s_N)$, indicele N referindu-se la serviciul nominal, se obține

$$s_c=(\lambda+\sqrt{\lambda^2-1})s_N, \tag{3—9}$$

convenind doar semnul + în fața radicalului, λ fiind raportul M_{cm}/M_N (capacitatea de suprasarcină mecanică a motorului).

Se pot distinge trei regimuri de funcționare (fig. 3—3): de *motor* ($0<s<1$, respectiv $0<\Omega<\Omega_0$, Ω_0 fiind viteza unghiulară de sincronism), regimul de *frînare propriu-zisă* ($s>1$ sau $\Omega<0$) și regimul de *generator* asincron ($s<0$, $\Omega>\Omega_0$).

În figura 3-3, *a* se arată curba $M=f(s)$ și poziția cuplului nominal M_N, dezvoltat de motor. Cuplul critic este de circa 1,5 ... 3 ori mai mare decît cuplul nominal. Cuplul critic raportat la cuplul nominal trebuie să fie cu atît mai mare, cu cît motorul funcționează în condiții mai grele, cu șocuri importante de sarcină (laminoare, foraj petrolier, mașini de presat și forjat etc.). În ceea ce privește alunecarea nominală s_n, aceasta variază, în funcție de pu-

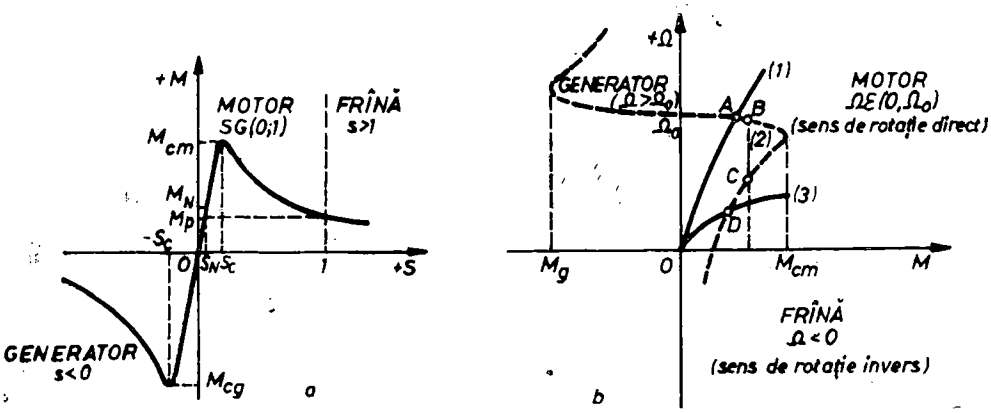


Fig. 3—3. Caracteristici naturale statice ale mașinii asincrone trifazate:

a — cuplul electromagnetic în funcție de alunecare, $M=f(s)$; *b* — viteza unghiulară în funcție de cuplul electromagnetic, $\Omega=f(M)$; M_{cm}, M_{cg} — cuplurile critice în regimurile de motor, respectiv de generator; $M_p=M(1)$ — cuplul de pornire; M_N — cuplul nominal; s_N, s_c — alunecările nominală, respectiv critică.

terea nominală a motorului, în limitele 1,5'... 10%, valorile mai mici fiind corespunzătoare puterilor nominale mai mari. Alunecarea critică are valori cuprinse între 0,1 ... 0,3.

Curbele *1*, *2*, *3* din figura 3—3, *b*, corespunzătoare diferitor mașini de lucru, arată că punctele de funcționare *A*, *B* și *D* sînt stabile. Punctele *A* și *B* sînt situate pe porțiunea dură a caracteristicii mecanice.

3.2.2. Comportarea motorului asincron în condiții diferite de cele nominale

Cunoașterea comportării motorului în condiții diferite de cele nominale interesează prin evaluarea efectelor abaterii parametrilor sub care este primită energia electrică, ca și a modificării unor parametri ai motorului, în special din circuitele sale electrice. În plus interesează investigarea posibilităților de reglare a vitezei unghiulare a motorului.

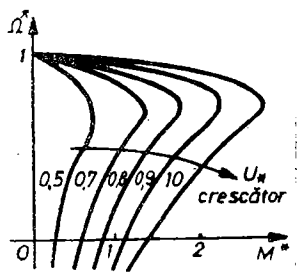


Fig. 3—4. Caracteristici mecanice artificiale relative de tensiune la un motor asincron trifazat:

$\Omega_*=f(M_*)$: $\Omega_*=\Omega/\Omega_N$; $M_*=M/M_N$; $U_{1*}=U_1/U_{1N}$.

Dacă variază *tensiunea de alimentare* pe fază statorică U_1, cuplul critic M_{cm} se modifică cu pătratul acesteia (relația (3—7)), dar alunecarea critică s_c rămîne invariabilă. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune (fig. 3—4) prezintă o rigiditate cu atît mai redusă pe porțiunile lor dure de funcționare, cu cît tensiunea de alimentare este mai mică. De asemenea $M/M_N=U_1^2/U_{1N}^2$.

Cuplurile critice M'_{cm}, M''_{cm}, corespunzătoare tensiunilor de fază U'_1, U''_1, satisfac egalitatea

$$\frac{M'_{cm}}{M''_{cm}}=\left(\frac{U'_1}{U''_1}\right)^2. \qquad (3-10)$$

O variație descrescătoare cu 15% a tensiunii statorice de alimentare face ca cuplul critic să scadă cu aproape 28%. Utilizînd relația (3—10), se obține valoarea minimă a tensiunii de alimentare ce permite încă funcționarea motorului cu cuplul său nominal M_N:

$$U_{1\,min} = U_{1N}\sqrt{\frac{M_N}{M_{cm}}} = \frac{U_{1N}}{\sqrt{\lambda}}, \qquad (3-11)$$

$\lambda = \frac{M_{cm}}{M_N}$ fiind capacitatea de suprasarcină mecanică a motorului.

În situația variației *frecvenței de alimentare* statorică f_1, la valori nu prea scăzute ale ei avem $R_1 \ll X_k = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}$; alunecarea critică și cuplul critic în regim de motor al mașinii asincrone trifazate devin

$$s_c \simeq \frac{R'_2}{X_k} = \frac{K_s}{f_1}; \qquad M_{cm} \simeq \frac{3pU_1^2}{8\pi^2 f_1^2 (L_{\sigma_1} + L'_{\sigma 2})} = \frac{K_m U_1^2}{f_1^2},$$

K_s și K_m fiind mărimi constante. Rezultă:

$$\frac{s_{c1}}{s_{c2}} \simeq \frac{f'_1}{f''_1}; \quad \frac{M_{cm1}}{M_{cm_2}} \simeq \left(\frac{f'_1}{f''_1}\right)^2; \qquad (3-12)$$

(a se vedea figura 3—5). Dacă se menține raportul $U_1/f_1 = \text{const.}$, cuplul critic se menține aproape constant (la frecvențe nu prea scăzute), caracteristicile mecanice obținute (fig. 3—6) avînd practic aceeași rigiditate pe porțiunea lor dură de funcționare.

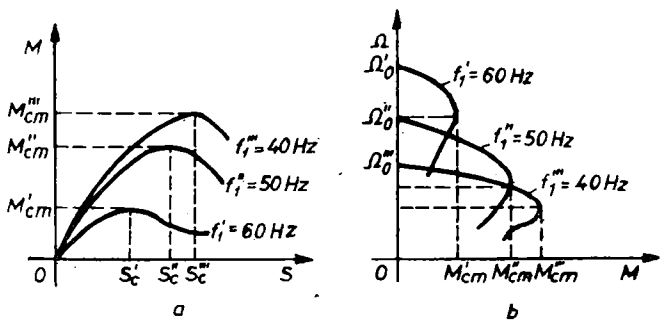


Fig. 3—5. Caracteristici mecanice artificiale de frecvență:

a — în planul *MOs*, cuplul electromagnetic — alunecare; *b* — în planul *ΩOM*, viteză unghiulară — cuplu electromagnetic (parametru: frecvența statorică de alimentare f_1).

Modificarea rezistenței active echivalente pe fază în rotor sau în stator conduce la funcționarea motorului pe caracteristici mecanice reostatice. Interesează îndeosebi înserierea simetrică de rezistoare în circuitul rotoric. Fie R_{2s} rezistența activă suplimentară înseriată pe fiecare fază în rotor (fig. 3—7). Caracteristicile mecanice reostatice posedă alunecările critice majorate

$$s_c = \frac{R'_2 + R'_{2s}}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}} \qquad (3-13)$$

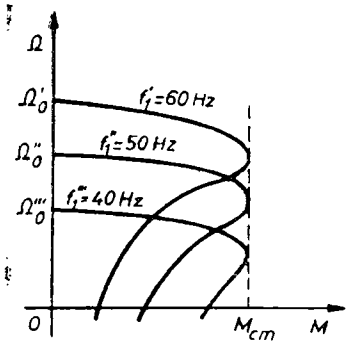


Fig. 3—6. Caracteristici mecanice artificiale obținute pentru $U_1/f_1=$ =const. (parametru: frecvența de alimentare $f_1'>f_1''>f_1'''$).

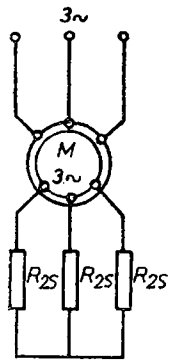


Fig. 3—7. Modificarea simetrică a rezistenței active pe fază în rotor la motorul asincron trifazat cu rotorul bobinat.

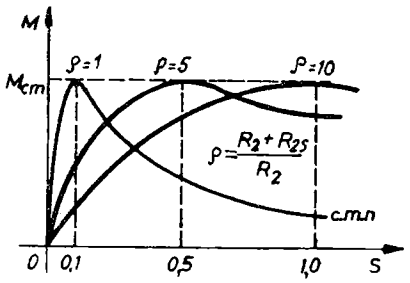


Fig. 3—8. Caracteristici mecanice reostatice în planul *MOs* ale motorului asincron trifazat.

în regimul de motor. Cuplul critic al acestor caracteristici este însă același cu cel al caracteristicii mecanice naturale, nedepinzînd de rezistența pe faza rotorică. Caracteristicile mecanice reostatice vor avea rigidități diferite pe porțiunea lor dură de funcționare ca și cupluri de pornire diferite, ultimele mai mari decît cel de pe caracteristica mecanică naturală (fig. 3—8).

Folosind relația (3—8'), se deduce:

$$s=\frac{M_{cm}\pm\sqrt{M_{cm}^2-M^2}}{M}\cdot s_c$$

La cuplul electromagnetic constant (M=const.), pentru diferite rezistențe suplimentare R_{21s}, R_{22s} înseriate pe fază în circuitul rotoric, alunecările corespunzătoare pe caracteristicile mecanice reostatice vor fi s_{r1}, s_{r2}. Avem:

$$\frac{s_{r1}}{s_{r2}}=\frac{s_{c1}}{s_{c2}}=\frac{R_2'+R_{21s}'}{R_2'+R_{22s}'}. \qquad (3-14)$$

În particular, dacă s este alunecarea de pe caracteristica mecanică naturală,

$$\frac{s}{s_{r1}}=\frac{s_c}{s_{c1}}=\frac{R_2'}{R_2'+R_{21s}'}=\frac{R_2}{R_2+R_{21s}}.$$

De aici se deduce rezultatul:

$$s_{r1}=\rho s, \text{ cu } \rho=\frac{R_2+R_{21s}}{R_2}=\frac{R_2'+R_{21s}'}{R_2'}. \qquad (3-14')$$

Relația precedentă permite trasarea oricărei caracteristici mecanice reostatice, cunoscînd graficul caracteristicii mecanice naturale. Egalitatea (3—14) arată cum se poate construi o caracteristică mecanică reostatică, cînd este cunos-

cută o altă caracteristică de același tip. Utilizarea relației (3—14'), de exemplu, se va face astfel: pentru o anumită valoare arbitrară a cuplului electromagnetic, vom calcula alunecarea s_{r1} de pe caracteristica reostatică, înmulțind alunecarea s de pe caracteristica mecanică naturală cu raportul ρ. Procedeul se repetă similar cu alte valori ale cuplului, pentru obținerea unui număr suficient de mare de puncte ale caracteristicii reostatice dorite.

3.3. CARACTERISTICILE MECANICE ALE MOTORULUI SINCRON

Motorul sincron trifazat se folosește în general la acționarea mașinilor de lucru cu funcționare neîntreruptă, de putere medie și ridicată, la care se pretinde reglarea sau modificarea turației (pompe și compresoare, laminoare nereversibile, mașini din industria chimică, a cimentului și azotului, din industria petroliferă, grupuri Ward-Leonard etc.).

Datorită avantajelor prezentate de motorul sincron de putere medie (randament cu circa 1 ... 2% mai mare față de motorul asincron, factor de putere unitar sau chiar capacitiv), utilizarea acestui motor s-a extins în ultimele decenii.

Rotorul motorului sincron, se prezintă în două variante constructive: cu *poli aparenți* sau ieșiți și cu *poli înecați*. Motoarele cu poli înecați sînt mai robuste la eforturile centrifuge exercitate asupra rotorului lor și de aceea se construiesc pentru viteze sincrone mai mari.

Statorul motorului sincron are o înfășurare de curent alternativ alimentată de la rețeaua trifazată, iar rotorul, o înfășurare de excitație alimentată de la o sursă de curent continuu.

Caracteristica mecanică naturală a motorului sincron este o dreaptă paralelă cu axa cuplului electromagnetic (fig. 3—9), de ecuație

$$\Omega = \Omega_0 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi f_1}{p} = \text{const.}$$

Ea este absolut rigidă în întreg domeniul de valori cuprinse între zero și cuplul maxim M_M, după care motorul se „desprinde" din sincronism și funcționarea nu mai este posibilă.

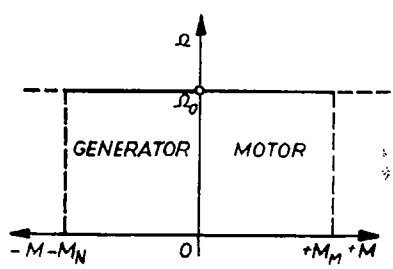


Fig. 3—9. Caracteristica mecanică naturală a mașinii sincrone.

Caracteristica mecanică unghiulară este reprezentată de dependența cuplului motorului sincron de unghiul θ dintre axa unui pol fictiv al cîmpului magnetic învîrtitor rezultant și axa polului rotoric, decalat în urma sa și de nume diferit, imediat apropiat de primul. Unghiul θ (sau *unghi intern*) exprimat în grade electrice este $\theta^\circ_{el} = p\theta^\circ_{geom}$, θ°_{geom} fiind același unghi în grade geometrice, iar p numărul de perechi de poli ai mașinii.

Fie motorul sincron cu poli înecați. Aplicarea în complex a teoremei a doua a lui Kirchhoff pe conturul format de linia mediană a conductorului unei faze (statorice de obicei) și o linie a tensiunii la bornele începutului și sfîrșitului său furnizează *ecuația de funcționare a motorului sincron* (fig. 3—10, *a*):

$$\underline{U} = -\underline{E}_0 + R\underline{I} + jX_s\underline{I}, \qquad (3—15)$$

unde

$\underline{E}_0$ este imaginea în complex simplificat a tensiunii electromotoare indusă pe faza statorică de către cîmpul învîrtitor inductor de excitație;

$\underline{I}$ — imaginea în complex a curentului pe fază;

R — rezistența pe fază;

X_s — reactanța sincronă.

Din teoria tehnică a motorului sincron se știe că defazajul dintre fazorii $-\underline{E}_0$ și $\underline{U}$, tensiunea de alimentare pe fază statorică, este practic egal cu unghiul intern θ exprimat în radiani electrici. Dacă, la frecvențe nu prea scăzute, se neglijează $R \ll X_s$, diagrama de fazori corespunzătoare ecuației (3—15) este cea din figura 3—10, *b*. Se observă că $\varphi = \varepsilon + \theta$ și $U\cos\varphi = E_0\cos\varepsilon = E_0\cos(\varphi - \theta)$; $\cos\varepsilon = \cos(\varphi - \theta) = \frac{U\sin\theta}{X_s I} = \frac{BD}{CD}$.

Așadar

$$U\cos\varphi = \frac{E_0 U\sin\theta}{X_s I}.$$

Exprimînd puterea activă absorbită în stator vom avea

$$P = 3UI\cos\varphi = \frac{3E_0 U\sin\theta}{X_s} = 3E_0 I_k \sin\theta, \qquad (3-16)$$

$I_k = U/X_s$ fiind curentul de scurtcircuit. Neglijînd pierderile, puterea P coincide cu puterea electromagnetică $M\Omega_0$ transmisă rotorului (M — cuplul electromagnetic, Ω_0 — viteza sincronă). Rezultă expresia caracteristicii mecanice unghiulare a motorului sincron trifazat cu poli înecați:

$$M = \frac{P}{\Omega_0} = \frac{3E_0 U\sin\theta}{X_s} = M_M \sin\theta \qquad (3-17)$$

M_M fiind cuplul sincron maxim ($M_M = (M)_{\theta=90°}$). La motoarele sincrone cu poli ieșiți apare și un cuplu reactiv de forma $M_r \sin 2\theta$, dar care este neglijabil la curenți de excitație nu prea mici. Cuplul reactiv nu depinde de curentul de excitație; prin urmare un motor sincron cu poli ieșiți poate funcționa fără a avea înfășurare de excitație. Astfel de motoare, numite *motoare sincrone reactive*, se construiesc pentru puteri mici (sute de wați) și se utilizează ca servomotoare.

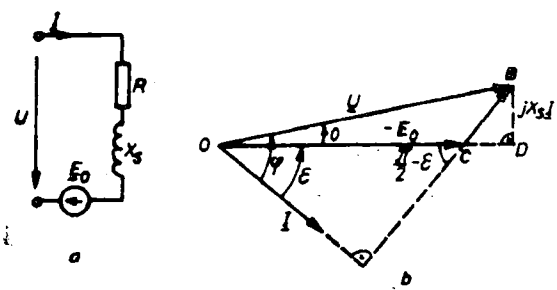


Fig. 3—10. Motorul sincron trifazat cu poli înecați:

a — circuitul electric echivalent al unei faze; *b* — diagrama simplificată de fazori a ecuației de funcționare.

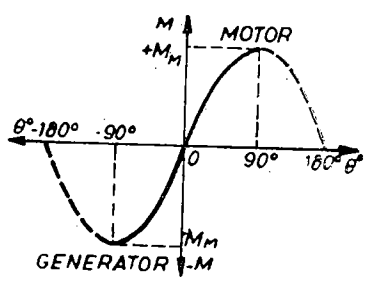


Fig. 3—11. Caracteristica mecanică unghiulară a mașinii sincrone trifazate cu poli înecați (cu linie punctată porțiunile instabile de funcționare).

Cuplul electromagnetic nominal se dezvoltă pentru $\theta_N = 25 \ldots 30°el$; capacitatea de suprasarcină mecanică a motorului rezultă a fi

$$\lambda = \frac{M_M}{M_N} = \frac{1}{\sin \theta_N} = 2 \ldots 2{,}5.$$

3.4. CARACTERISTICI MECANICE ŞI REGIMURI DE FUNCŢIONARE ALE MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Deşi motoarele asincrone sînt folosite în circa 95% din sistemele de acţionare existente, motoarele de curent continuu apar la acţionările cu variaţie continuă de turaţie într-un domeniu relativ larg şi cu schimbarea sensului de rotaţie.

În figura 3—12 sînt redate schemele electrice ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie în derivaţie (*a*), în serie (*b*) sau mixtă (*c*). Înfăşurarea de compensaţie (a reacţiei indusului) este întîlnită la maşinile mari. Înfăşurarea polilor auxiliari ameliorează comutaţia. Între motorul cu excitaţie în derivaţie şi motorul cu excitaţie separată (independentă) nu există deosebiri în comportare, la tensiune de alimentare rotorică invariabilă.

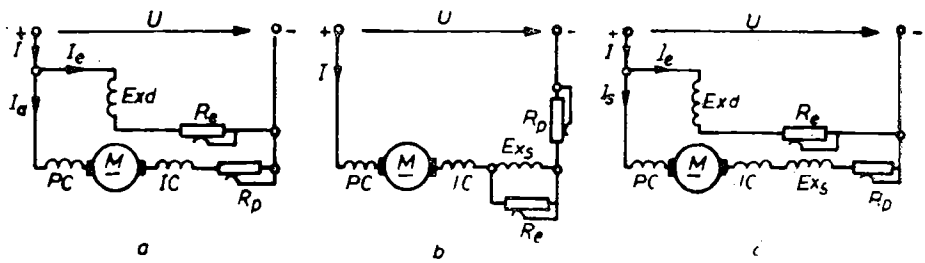


Fig. 3—12. Schemele electrice ale motoarelor de curent continuu:

a — cu excitaţie în derivaţie; *b* — cu excitaţie în serie; *c* — cu excitaţie mixtă; *PC* — înfăşurarea polilor de comutaţie sau auxiliari; *IC* — înfăşurarea de compensaţie; Ex_d, Ex_s — înfăşurările de excitaţie derivaţie, respectiv serie; R_e, R_p — reostatele de excitaţie, respectiv de pornire.

Se va admite, în analiza comportării motoarelor de curent continuu, că reacţia indusului este complet anihilată (maşină complet compensată), iar rezistenţa circuitului rotoric R_a invariabilă. Admiterea compensării complete a maşinii echivalează cu admiterea coincidenţei valorilor fluxului magnetic inductor pe pol principal în întrefier cu cel rezultant.

3.4.1. Motorul de curent continuu cu excitaţie în derivaţie

Tensiunea electromotoare E_0 indusă prin mişcare în înfăşurarea rotorică pe calea de curent este

$$E_0 = -\frac{pN}{2\pi a}\Phi\Omega = -\frac{pN\Phi n}{60a}$$

sau

$$E_0 = -k\Phi\Omega; \quad \text{cu } k = \frac{pN}{2\pi a}, \tag{3-18}$$

unde:

p este numărul de perechi de poli;
N — numărul de conductoare active ale înfășurării rotorice;
a — numărul de perechi de căi de curent ale înfășurării rotorice;
Φ — fluxul magnetic pe pol principal în întrefier;
Ω, n — vitezele unghiulare (rad/s), respectiv (rot/min) ale motorului.

Cuplul electromagnetic exercitat asupra rotorului motorului este

$$M = \frac{pN}{2\pi a}\Phi I_a = k\Phi I_a, \tag{3-19}$$

I_a fiind curentul rotoric. Dacă fluxul de excitație pe pol principal Φ are o valoare invariabilă, sînt valabile relațiile $E_0 = -c\Omega$, $M = cI_a$, unde $c = k\Phi$ este o mărime constantă.

Schema echivalentă circuitului rotoric este desenată în figura 3—14, în care s-a adoptat pentru motor convenția referitoare la sensurile pozitive pentru dipolul receptor. Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff în regim staționar conturului Γ din figura 3—14, se obține

$$U = R_a I_a + \Delta U_p - E_0, \tag{3-20}$$

U fiind tensiunea aplicată circuitului rotoric, R_a — rezistența echivalentă a înfășurării rotorice, ΔU_p — căderea de tensiune perii-colector. În cele ce urmează aceasta se va neglija. Eliminînd I_a și E_0 între ecuațiile (3—20) și $E_0 = -k\Phi\Omega$, $M = k\Phi I_a$, se obține *ecuația caracteristicii mecanice naturale a motorului de curent continuu derivație*

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R_a M}{k^2\Phi^2}. \tag{3-21}$$

Pentru $M = 0$, $\Omega = \frac{U}{k\Phi} = \Omega_0$, *viteza unghiulară de funcționare în gol ideală a motorului*. Pentru o anumită valoare a fluxului de excitație, ecuația (3—21) devine:

$$\Omega = \Omega_0 - KM, \text{ cu } K = \frac{R_a}{k^2\Phi^2} = \text{const.}, \tag{3-22}$$

putîndu-se recunoaște imediat că ecuațiile (3—21), (3—22) reprezintă o dreaptă în planul ΩOM, de ordonată la origine Ω_0 (fig. 3—15, curba *1*).

Rezistența R_a a indusului fiind mică, caracteristica mecanică naturală a motorului de curent continuu derivație este o dreaptă puțin căzătoare, avînd un grad de rigiditate mare (fiind deci dură).

Pentru trasarea caracteristicii mecanice naturale trebuie cunoscută rezistența R_a a înfășurării rotorice (însumată cu rezistențele înfășurărilor polilor auxiliari și de compensație, dacă există). Uneori ea se indică pe tăbliță indicatoare în procente,

$$R_a\% = \frac{R_a}{R_{aN}} \cdot 100,$$

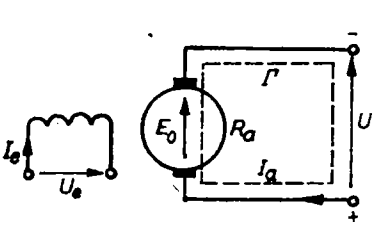


Fig. 3—13. Sensurile pozitive pentru mărimile caracteristice regimului de motor al mașinii de curent continuu.

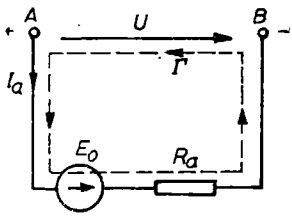


Fig. 3—14. Schema electrică echivalentă a circuitului rotoric al mașinii de curent continuu, în regim permanent de motor (R_p= =0, R_e=0, ΔU_p=0).

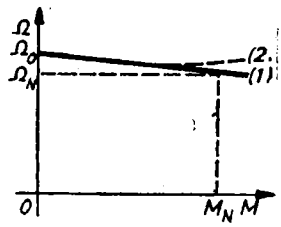


Fig. 3—15. Caracteristica mecanică naturală a motorului de curent continuu cu excitație în derivație: *1* — cu reacția indusului complet compensată; *2* — cu reacția indusului insuficient compensată.

unde rezistența nominală R_{aN} a rotorului reprezintă raportul U_N/I_{aN}, dintre tensiunea nominală rotorică U_N și curentul rotoric nominal I_{aN}. Evident că se obține imediat

$$R_a = \frac{R_{aN} R_a \%}{100}.$$

Dacă nu se cunoaște rezistența R_a și nici nu se poate măsura, ea poate fi apreciată aproximativ, observînd că puterea de pierderi nominale în cuprul rotoric p_{Cu_2} reprezintă circa jumătate din pierderile nominale totale p_N adică

$$p_{Cu_2} = R_a I_{aN}^2 \simeq \frac{1}{2}(U_N I_N - P_N),$$

P_N fiind puterea mecanică utilă nominală, indicată pe tăbliță mașinii. Însă, $U_N I_N - P_N = p_N = P_N(1-\eta_N)$, η_N avînd semnificația randamentului nominal; aproximînd curentul rotoric nominal I_{aN} prin curentul nominal total absorbit de la rețea I_N, se deduce:

$$R_a \simeq \frac{1}{2}(1-\eta_N) R_{aN}.$$

Analiza ecuației (3—21) arată că se pot obține caracteristici mecanice artificiale ale motorului: *de tensiune*, modificînd tensiunea U de alimentare (fig. 3—16, *a*), *de flux*, modificînd fluxul magnetic de excitație pe pol principal (fig. 3—16, *b*) și *reostatice*, variind rezistența echivalentă circuitului rotoric R_A (fig. 3—16, *c*). În practică, dacă tensiunea de alimentare a excitației este constantă, se folosește numai variația descrescătoare a fluxului magnetic Φ față de fluxul nominal.

În primul cadran al planului ΩOM mașina funcționează ca motor, cu sensul de rotație direct (pe dreapta); în cadranul al treilea, regimul de funcționare este tot de motor, cu sensul de rotație invers (pe stînga). În cadranul doi și patru funcționarea mașinii se face în regimuri de generator, mașina electrică fiind antrenată de mașina de lucru pe care o frînează.

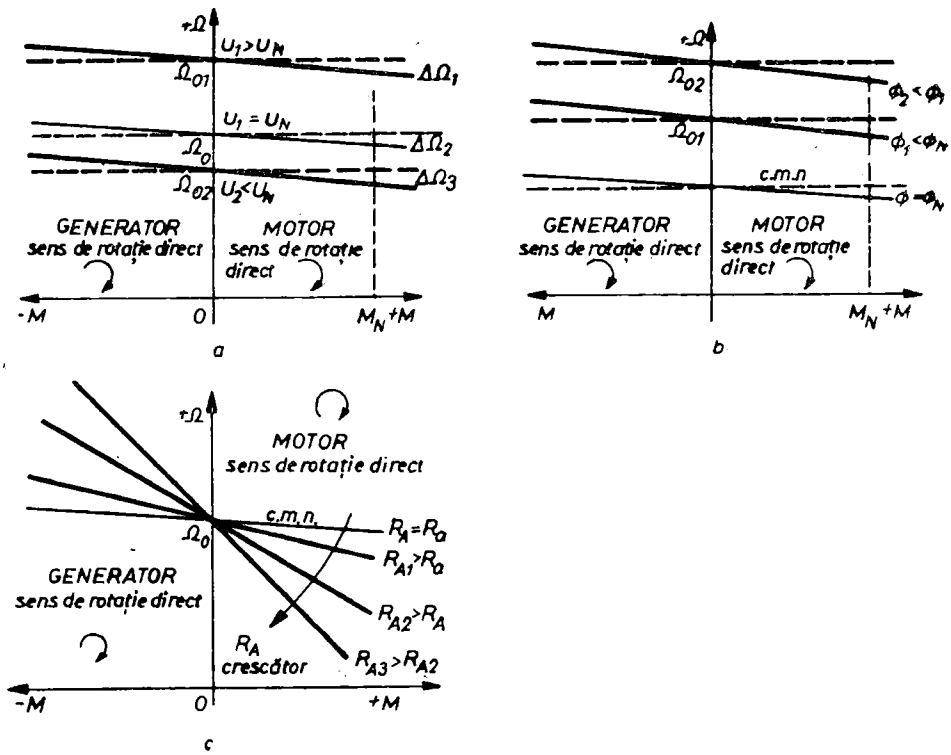


Fig. 3—16. Caracteristici mecanice artificiale ale motorului de curent continuu cu excitație în derivație:

a — de tensiune; parametru: tensiunea de alimentare $U(U_1 > U_N > U_2)$; *b* — de flux magnetic de excitație $(\Phi_2 < \Phi_1 < \Phi_N)$; *c* — reostatice, prin înserierea de rezistoare în circuitul rotoric; parametru: rezistența echivalentă rotorică $R_A(R_a < R_{A1} < R_{A2} < R_{A3})$.

3.4.2. Motorul de curent continuu cu excitație în serie

La acest motor, utilizat mai cu seamă în tracțiunea electrică, este tipică înserierea înfășurării rotorice cu înfășurarea de excitație. Schema electrică a motorului de curent continuu serie s-a reprezentat în figura 3—12, *b*. Cu o rezistență $R_p = 0$ și $R_e = 0$, schema sa echivalentă coincide cu schema echivalentă a rotorului motorului cu excitație în derivație (fig. 3—14), numai că există egalitatea dintre curentul rotoric, de excitație și cel absorbit de la rețea *I*. Ecuația de echilibru a tensiunilor în regim permanent și cvasistaționar va fi (neglijînd căderea de tensiune perii-colector)

$$U = R_a I - E_0 = \frac{R_a M}{k\Phi} + k\Phi\Omega^*, \qquad (3-23)$$

* În R_a sînt cuprinse și rezistențele eventualelor înfășurări de compensație și a polilor auxiliari sau de comutație, cît și rezistența înfășurării de excitație serie.

avînd, cu notațiile introduse anterior și

$$E_0 = -k\Phi\Omega; \quad M = k\Phi I. \tag{3-24}$$

Dacă mașina este nesaturată magnetic (curenți mici), $\Phi = c_a I$ și deci $M = c_a k I^2 = k' I^2$, cu $k' = c_a k$. Din relația (3—23) rezultă *caracteristica de viteză* în regim nesaturat:

$$\Omega = \frac{U - R_a I}{k\Phi} = \frac{U}{k' I} - \frac{R_a}{k'}. \tag{3-25}$$

Prin urmare la curenți mici, viteza motorului variază invers proporțional cu sarcina, cu tendința de creștere nelimitată la mers în gol. În zona curentului nominal sau la sarcini mai mari, circuitul magnetic se saturează, fluxul rămîne practic constant și dependența $\Omega = f(I)$ respectiv $\Omega = f(M)$ este liniară, la fel ca și la motorul derivație.

Formal, se poate considera *caracteristica mecanică* a motorului cu excitație în serie

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R_a}{k^2\Phi^2} M, \tag{3-26}$$

cu $\Phi = \Phi(I)$. Caracteristica mecanică naturală a motorului are aspectul celei din figura 3—17, ea semănînd întrucîtva cu o hiperbolă echilateră raportată la asimptote ca axe coordonate. Din acest motiv produsul $P = M\Omega \approx \text{const}$, motorul serie funcționează la putere constantă, neputîndu-se deci supraîncărca, ceea ce îl face indicat în tracțiunea electrică și în unele instalații de ridicat. Se spune că motorul serie este „*autoregulator de putere*".

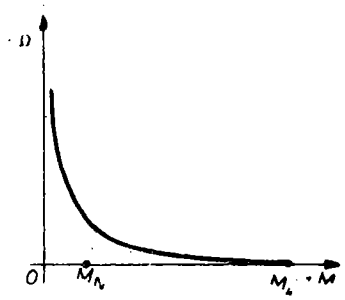


Fig. 3 — 17. Caracteristica mecanică naturală a motorului de curent continuu cu excitație în serie.

Caracteristica mecanică naturală este căzătoare odată cu creșterea cuplului electromagnetic, fiind deci foarte *elastică* sau *moale*, motorul ambalîndu-se în gol. Motorul de curent continuu cu excitație în serie trebuie să fie rigid cuplat cu mașina de lucru, nefiind permise transmisii cu curele care ar permite, prin alunecare, decuplarea motorului.

Fabricile constructoare furnizează *caracteristica universală* a motorului serie, care reprezintă caracteristica mecanică naturală în unități relative (normată), adică dependența $\Omega_* = f(M_*)$, unde:

$$\Omega_* = \frac{\Omega}{\Omega_N}; \quad M_* = \frac{M}{M_N}, \tag{3-27}$$

deoarece nu există expresii analitice comode pentru întreaga caracteristică mecanică naturală. Cu ajutorul caracteristicii mecanice universale, valabilă în general pentru o gamă de puteri ale aceluiași tip constructiv de motor, se poate trece imediat la trasarea caracteristicii mecanice naturale.

Supraîncărcarea mecanică a motorului de curent continuu serie este limitată de saturația polilor de comutație, ceea ce provoacă o comutație nesatisfăcătoare la curenți mari, deci scînteieri puternice la colector la acești curenți. Cele descrise conduc la o supraîncărcare mecanică admisibilă

$\lambda = M_k/M_N = 2 \dots 2{,}5$. Curentul de pornire I_p se limitează printr-un rezistor de pornire înseriat, de rezistență totală R_p astfel încît curentul de pornire să nu depășească valoarea

$$I_p = \frac{U}{R_a + R_p} = (2 \dots 2{,}5) I_N.$$

Construirea caracteristicilor mecanice reostatice ale motorului serie, care se obțin prin înserierea de rezistențe R_s în circuitul motorului, se efectuează cu ajutorul *caracteristicii mecanice limită.* Aceasta este caracteristica mecanică fictivă, corespunzătoare unei rezistențe totale nule din circuitul motorului,

$$\Omega_l = \frac{U}{k\Phi}.$$

Notînd $R_A = R_a + R_s$, caracteristica mecanică reostatică va fi

$$\Omega_r = \frac{U}{k\Phi}\left(1 - \frac{R_A I}{U}\right) = \Phi_l \left(1 - \frac{R_a I}{U}\right). \qquad (3-29)$$

Împărțirea membru cu membru a egalităților (3—29) și (3—25) dă

$$\Omega_r = \frac{U - R_A I}{U - R_a I}\Omega. \qquad (3-30)$$

Trasarea caracteristicii reostatice pentru o rezistență totală R_A în circuitul rotorului se va face astfel: se atribuie 5 ... 8 valori discrete I_k curentului, de la valori foarte scăzute pînă la valori supranominale. De pe caracteristica naturală de viteză $\Omega(I)$ rezultă vitezele unghiulare corespunzătoare Ω_k (vezi fig. 3—18); înlocuindu-le în relația (3—30), în care se face $\Omega = \Omega_k$, $I = I_k$, se obțin vitezele unghiulare Ω_k corespunzătoare aceloraşi curenți I_k de pe caracteristica mecanică reostatică dorită, ce se obține punct cu punct (fig. 3.19).

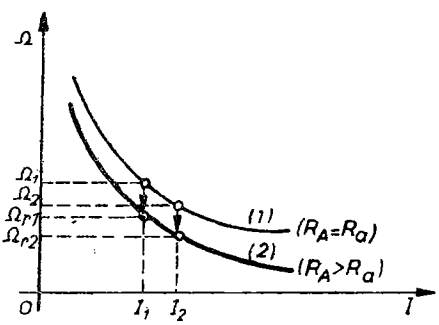


Fig. 3—18. Explicativă cu privire la trasarea caracteristicilor mecanice reostatice ale motorului de curent continuu serie:

1 — caracteristica naturală de viteză cu sarcina; *2* — caracteristică mecanică reostatică.

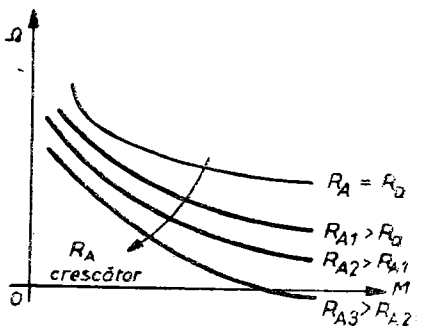


Fig. 3—19. Caracteristici mecanice reostatice ale motorului de curent continuu serie: parametru: rezistența echivalentă R_A a motorului ($R_a < R_{A1} < R_{A2} < R_{A3}$).

3.4.3. Motorul de curent continuu cu excitație mixtă

După cum se cunoaște acest motor este dotat cu două înfășurări de excitație, una alimentată în derivație și alta în serie cu înfășurarea rotorică (fig. 3.12, *c*). În practica acționărilor electrice se utilizează cel mai des motorul de curent continuu mixt în montaj adițional, la care solenațiile celor două înfășurări de excitație se însumează aritmetic.

Caracteristicile mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație mixtă sînt dificil de exprimat și cercetat pe cale analitică, datorită legii de variație greu de relatat analitic, dintre fluxul de excitație și curentul rotoric. Alura caracteristicilor mecanice este dependentă de preponderența solenațiilor create de una sau alta din înfășurările de excitație. La sarcină nominală se tinde însă ca solenațiile celor două înfășurări să fie comparabile sau chiar egale.

La cupluri mici, deci la sarcini și curenți rotorici reduși ca valoare, viteza unghiulară a motorului variază pronunțat cu sarcina. Acest lucru se explică prin variația sensibilă a contribuției în crearea fluxului inductor de către solenația înfășurării de excitație serie. Pentru sarcini comparabile cu sarcina nominală, circuitul magnetic se saturează și fluxul rezultant de excitație rămîne aproximativ invariabil. Contribuția înfășurării serie de excitație devine aproape constantă, chiar dacă curentul sau sarcina variază. În zona curenților comparabili cu cei nominali, motorul cu excitație mixtă se comportă similar cu un motor cu excitație derivație (fig. 3—20). Caracteristica mecanică naturală este cu atît mai suplă sau mai moale, cu cît solenația serie este mai importantă la funcționarea nominală.

Motorul cu excitație mixtă posedă o viteză finită la funcționarea în gol ideală, egală cu

$$\Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_d},$$

Φ_d fiind fluxul înfășurării de excitație în derivație, egal cu fluxul rezultant de excitație dacă fluxul Φ_s dat de înfășurarea de excitație serie se anulează. La sarcini mai reduse curentul absorbit de către motor nu crește liniar cu cuplul

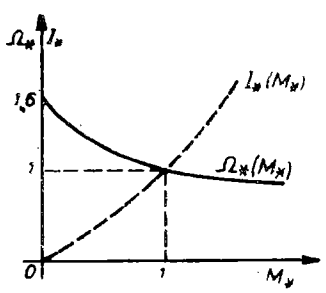


Fig. 3—20. Caracteristicile naturale $\Omega_*(M)$ și $I_*(M)$ la un motor de curent continuu cu excitație mixtă.

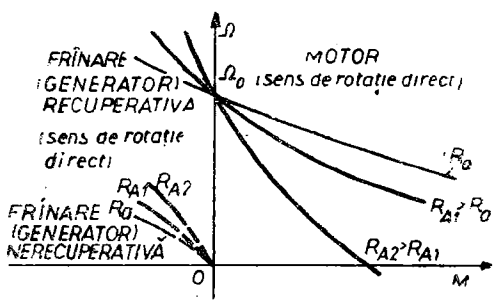


Fig. 3—21. Caracteristici mecanice reostatice ale mașinii de curent continuu cu excitație mixtă, în diferite regimuri de funcționare:

parametru-rezistența echivalentă a circuitului rotoric ($R_a < R_{A1} < R_{A2}$).

ci mai încet, datorită prezenței înfășurării de excitație serie. La atingerea saturației circuitului magnetic, funcția $I(M)$ devine o funcție liniară.

În figura 3—21 sînt trasate orientativ caracteristicile mecanice reostatice obținute pentru diferite rezistențe echivalente circuitului serie al motorului, $R_{Ak}=R_a+R_{sk}$, R_{sk} fiind rezistența adițională înseriată cu rotorul. Aceste caracteristici prezintă aceeași ordonată la origine, viteza unghiulară Ω_0 la funcționarea în gol ideală.

3.5. MOTOARE ELECTRICE NECONVENȚIONALE

3.5.1. Motorul asincron linear cu cîmp progresiv

Principiul de funcționare al motorului asincron linear este asemănător cu al motorului asincron rotativ cu rotorul în scurtcircuit, din a cărui desfășurare se poate imagina că provine (fig. 3—22).

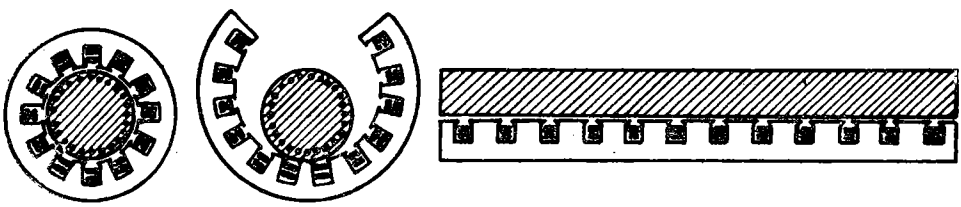


Fig. 3—22. Transformarea motorului asincron rotativ în motor linear.

Statorul motorului linear, numit și primar sau *inductor*, se alimentează de la o rețea trifazată simetrică. Cîmpul magnetic rezultant produs de înfășurarea trifazată a inductorului are amplitudine constantă și se deplasează de-a lungul mașinii, în mod asemănător cu rotirea cîmpului învîrtitor de la motorul rotativ, în sensul de succesiune a fazelor. Viteza de deplasare a acestui cîmp mobil, numit cîmp magnetic progresiv sau alunecător, depinde de numărul p de perechi de poli ai mașinii și de frecvența f_1 a tensiunii de alimentare. Deoarece într-o perioadă T a tensiunii cîmpul magnetic parcurge în întrefier o distanță egală cu dublul pasului polar τ, rezultă că viteza de sincronism v_0 este

$$v_0=\frac{2\tau}{T}=\frac{\omega\tau}{\pi}=\frac{f_1 l}{p}=2\tau f_1, \qquad (3-31)$$

unde $\omega=2\pi f_1$ este pulsația tensiunii de alimentare, iar l—lungimea inductorului. Prin deplasarea cîmpului magnetic față de *indus* sau armătură (denumirea de rotor la acest motor nu mai are sens) în barele acesteia se induc tensiuni electromotoare care produc curenți. La motorul linear se renunță de regulă la barele scurtcircuitate ale indusului, curenții de inducție turbionari au sediul într-o placă conductoare de aluminiu, cupru sau oțel. Interacțiunea dintre cîmpul magnetic și curenții din indus dă naștere la forțe electromagnetice care au ca rezultantă o *forță de propulsie* ce pune în mișcare armătura dacă inductorul este fix sau inductorul, dacă indusul este fix. Viteza armăturii este obligatoriu mai mică decît viteza de sincronism, pentru că în cazul cînd ar fi egală cu aceasta, nu s-ar induce tensiuni, nu ar exista curenți

în armătură și deci nu s-ar exercita forțe electromagnetice. Alunecarea motorului linear se definește la fel ca și la motorul asincron rotativ:

$$s=\frac{v_0-v}{v_0}. \tag{3-32}$$

Regimurile de funcționare ale motorului asincron linear sînt aceleași ca și ale motorului rotativ: pentru $s\in(0, 1)$ — regim de motor; $s>1$ frînare prin conectare inversă, armătura se deplasează în sens contrar deplasării cîmpului magnetic; $s<0$ frînare recuperativă suprasincronă (armătura se deplasează în același sens cu cîmpul magnetic mobil, dar cu o viteză mai mare ca a acestuia). Motorul linear poate trece și în regim de frînare dinamică, dacă inductorul, după ce este deconectat de la rețea, se alimentează în curent continuu.

Fenomenele fizice din motorul asincron linear fiind asemănătoare cu cele din mașina asincronă convențională, este firesc ca ecuațiile de funcționare, schemele echivalente și diagramele fazoriale să aibă forme analoge cu cele ale motorului asincron rotativ. Totuși, datorită unor deosebiri constructive, cum ar fi dimensiunile limitate ale inductorului, apar unele efecte specifice motorului linear, care îngreunează calculul și proiectarea și înrăutățesc performanțele acestuia. *Efectul longitudinal* sau *de capăt* constă în stabilirea curenților în indus la intrarea plăcii în cîmpul magnetic al inductorului și stingerea lor la ieșirea din cîmp. *Efectul transversal* sau *de margine* constă în faptul că în indus, sub marginile inductorului curenții au componente longitudinale care nu contribuie la producerea forței, ci deformează repartiția inducției magnetice în întrefier în plan transversal. Ambele efecte sînt negative, cauzînd pierderi suplimentare de energie. Pentru diminuarea efectului de capăt se impune utilizarea unor înfășurări speciale, care creează însă dificultăți tehnologice și se impun restricții asupra lungimii minime a motorului și numărului de poli primari, ca și asupra frecvenței de lucru.

Caracteristica mecanică a motorului linear reprezintă dependența forță-alunecare și este dată de o relație de forma

$$F=\frac{K}{v_0}\cdot\frac{s}{s^2+\left(\frac{1}{T_m\omega}\right)^2}, \tag{3-33}$$

în care

$$T_m=\frac{4\tau^2\mu_0}{\pi\rho_a\delta} \tag{3-34}$$

este o constantă constructivă, μ_0 — permeabilitatea vidului; ρ_a — rezistivitatea armăturii; δ — întrefierul.

Caracteristica mecanică se poate trasa și în sistemul de coordonate $v=f_1(F)$, v fiind viteza armăturii mobile, iar F forța care acționează asupra acesteia. De asemenea, poate prezenta interes dependența $v=f_2(I)$, I fiind curentul din înfășurarea statorică. Dacă, caracteristicile mecanice sînt calculate sau ridicate experimental în absența forței dinamice $F_d=m\,dv/dt=0$, adică în condițiile egalității între forța F și forța statică rezistentă F_s, caracteristicile se numesc *statice*; dacă $F_d\neq 0$, $v(F)$ reprezintă *caracteristica mecanică dinamică*. Cînd motorul linear cu cîmp progresiv funcționează în condițiile pentru care a fost proiectat, $v(F)$ reprezintă *caracteristica mecanică naturală*; dacă cel puțin unul din parametrii electrici, magnetici sau mecanici (de exem-

plu masa armăturii mobile) are valori diferite față de valorile lor nominale, caracteristica este *artificială*, la fel ca la acționările cu motoare rotative.

Regimul tranzitoriu lent al unei acționări cu motor linear este descris de ecuația mișcării

$$F=F_s+m\frac{dv}{dt} \qquad (3-35)$$

$$v=v_0(1-s). \qquad (3-36)$$

Pentru acest tip de motoare, caracteristica mecanică staționară $F(s)$ este de aceeași alură cu caracteristica mecanică staționară $M(s)$ a motoarelor asincrone trifazate rotative, deci porțiunea stabilă de funcționare se poate accepta ca liniară:

$$\frac{F}{F_n}=\frac{s}{s_n},$$

unde F_n și s_n sînt forța, respectiv alunecarea nominală. Rezultă $s=s_nF/F_n$;

$$ds/dt=(s_n/F_n)dF/dt;\quad dv/dt=v_0ds/dt=-\frac{v_0s_n}{F_n}\frac{dF}{dt}; \qquad (3-37)$$

cu acestea, ecuația de mișcare devine

$$T\frac{dF}{dt}+F=F_s,$$

unde

$$T=\frac{mv_0s_n}{F_n}. \qquad (3-38)$$

Mărimea T avînd dimensiunile unui timp poate fi denumită constanta electromecanică de timp a acționării. Determinarea funcției $F(t)$ va fi posibilă cunoscînd legea de variație a forței statice rezistente $F_s(s)$. Dacă $F_s(t)$ nu este cunoscută analitic ci grafic, se pot întrebuința diferite metode grafice sau grafo-analitice, analoge cu cele utilizate în acționările cu motoare rotative.

Variante constructive. În afară de motorul linear plan, este posibilă construirea unui motor linear cilindric, la care cîmpul magnetic este radial, iar curenții turbionari au trasee după cercuri concentrice în armătura cilindrică aflată în interiorul inductorului (fig. 3—23).

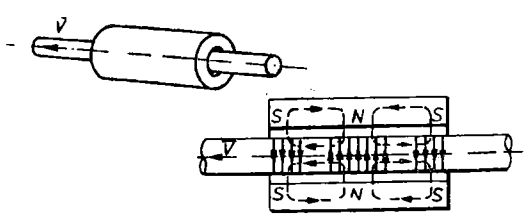


Fig. 3—23. Motor linear cilindric.

Motorul linear plan poate să aibă două inductoare bobinate așezate de o parte și de alta a armăturii (fig. 3—24). Existența înfășurărilor de ambele părți ale armăturii prezintă avantajul că se anulează forța electromagnetică unilaterală care tinde să atragă armătura înspre inductor. La motoarele lineare cu inductoare duble, utilizarea materialelor active (cupru și fier) este mai bună decît la mașinile rotative, ceea ce face ca puterea specifică să fie aproape de două ori mai mare. În unele cazuri al doilea stator poate fi fără înfășurări, servind doar la închiderea fluxului magnetic.

Dacă partea indusă este un metal lichid dispus într-un canal, cum ar fi mercurul sau metalele topite Na, K, Al, oțel etc., atunci se obține o pompă lineară plană de inducție, care constituie de fapt una dintre multiplele mașini magneto-hidrodinamice de curent alternativ. O asemenea pompă are de obicei două inductoare, fiecare cu miezul *1* și o înfășurare trifazată *2* (fig. 3—25). Metalul lichid se găsește în canalul plan, de secțiune rectangulară *3*; pereții acestuia pot fi metalici sau ceramici, în funcție de proprietățile metalului și de temperatura sa, putînd exista și o izolație termică. În metalul lichid conductor apar curenți alternativi, induși de către cîmpul magnetic mobil inductor. Consecința interacțiunii dintre acești curenți și cîmpul mobil este apariția unor forțe electromagnetice, care acționează asupra metalului topit. Apare astfel o presiune, metalul lichid punîndu-se în mișcare cu o anumită alunecare *s*, în sensul deplasării cîmpului magnetic inductor mobil. Pompe de acest tip pot avea utilizări în centralele atomice nucleare, în turnătorii, generatoare magneto-hidrodinamice etc. Folosirea lor prezintă în general avantaje, cu tot randamentul lor global relativ scăzut.

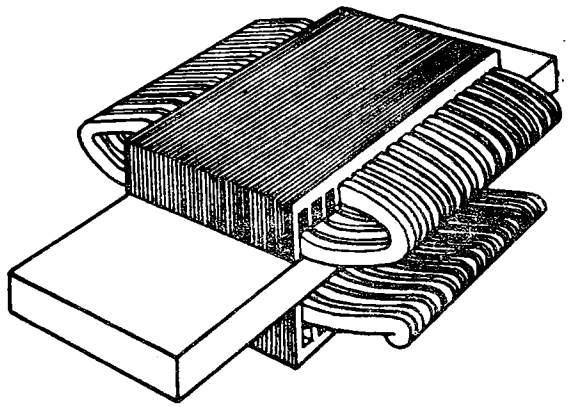


Fig. 3—24. Motor linear cu inductor bilateral:

1 — pachet de tole statoric; *2* — armătură; *3* — înfășurare trifazată.

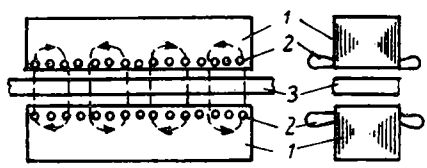


Fig. 3—25. Pompă magnetohidrodinamică.

Utilizarea motoarelor lineare. Viteza de sincronism a motoarelor lineare, la o frecvență dată, este direct proporțională cu lungimea pasului polar; cu cît un motor linear are pasul polar mai mic, cu atît viteza la care lucrează este mai mică. La 50 Hz, viteze de 50 m/s = 180 km/h se obțin la inductoare cu dublul pasului polar $2\tau = 1$ m. Pentru viteze de 10 m/s = 36 km/h, pasul polar trebuie să scadă la $\tau = 0{,}1$ m, dar la această construcție performanțele motorului sînt foarte scăzute, din cauză că pasul polar este scurt față de întrefier. Sub acest aspect trebuie observat că nu se poate construi un motor scurt și ușor, care să dezvolte forțe mari la viteze mici.

Scăderea performanțelor la viteze mici este mai pronunțată la motoarele lineare cu inductor unilateral. Randamente mai bune, la viteze mici, pot fi obținute prin alimentarea motorului cu tensiuni de frecvențe reduse. La frecvențe de 8 ... 12 Hz motorul linear poate avea randamente de 30 ... 40%. Frecvențe de 0,5 ... 1 Hz se utilizează la motoarele lineare ale *agitatoarelor electromagnetice* de la cuptoarele electrice cu arc de elaborare a oțelurilor.

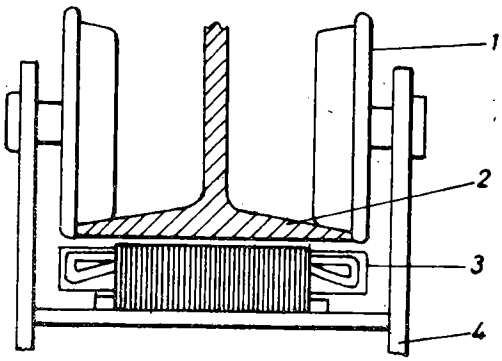


Fig. 3—26. Acționarea podurilor rulante cu motor liniar:

1 — role; *2* — armătura; *3* — inductor trifazat capsulat; *4* — carcasă.

Acționarea *podurilor rulante* cu motoare lineare (fig. 3—26) permite eliminarea reductoarelor, simplifică întreținerea și asigură o durată de funcționare mai lungă decît în cazul utilizării motoarelor rotative. De fiecare parte a traversei mobile a podului se află un inductor capsulat. Indusul este constituit din partea inferioară a șinei de profil I, care constituie și calea de rulare. În același mod pot fi acționate *ascensoarele*. Acționarea cu motoare lineare a *transportoarelor cu bandă* prezintă avantajul că forța de tracțiune nu este dependentă de fricțiune, deci de starea benzii sau a tobelor. În medii cu mare umiditate, cum sînt cele din subteran, alunecarea benzii pe tamburul de acționare creează adesea dificultăți în exploatare. Statoarele sînt amplasate pe ramura de întoarcere a benzii, care trebuie să fie conductoare și suficient de flexibilă (fig. 3—27).

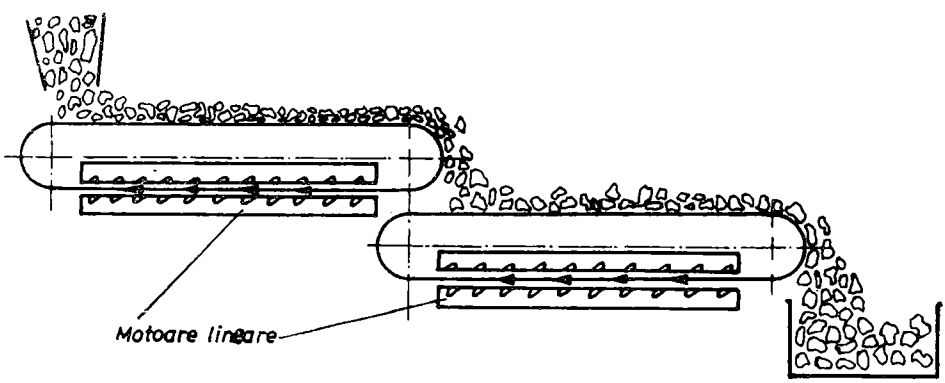


Fig. 3—27. Acționarea transportoarelor cu bandă cu motoare lineare.

Alte utilizări industriale ale motoarelor lineare se întîlnesc la acționarea unor mașini cu *mișcare de du-te-vino* (ciocane, perforatoare, prese de ștanțare), la care cu viteze sincrone de 30 m/s se pot obține energii cinetice considerabile.

Tracțiunea electrică și în special cea de mare viteză, este fără îndoială domeniul care are cel mai mult de cîștigat prin înlocuirea motoarelor de tracțiune convenționale cu motoare lineare. Tracțiunea clasică, bazată pe aderența dintre roată și șină, întîmpină mari greutăți la viteze ce depășesc 300 km/h, din cauza scăderii aderenței cu creșterea vitezei (la 500 km/h coeficientul de aderență este de numai 0,15, adică numai jumătate din valoarea de la viteza de 100 km/h) fapt ce impune creșterea masei locomotivelor, prin adăugare de balast, metodă desigur neeconomică și limitată de rezistența șinelor la masa maximă de 20 t/osie. Pe de altă parte, motoarele de tracțiune de curent

continuu cu excitație serie cu viteze de rotație ridicate, impuse de tracțiunea de foarte mare viteză, au o comutație dificilă. În tracțiunea *fără roți*, cu sustentație magnetică sau cu perne de aer, cu motoare lineare robuste, sigure în funcționare, se dezvoltă în prezent viteze de 300 km/h care, în viitorul apropiat se estimează că vor crește la 400..500 km/h. Principala dificultate tehnică o constituie alimentarea cu energie electrică a unităților motoare mobile. Aceasta poate fi rezolvată fie prin producerea energiei electrice pe vehicul, fie prin captarea energiei prin inducție electromagnetică, de la conducte paralele cu calea de deplasare a vehiculului. În figura 3—28 este arătată o secțiune transversală printr-un vehicul pe perne de aer (hovercraft) de 400 km/h, cu motor linear, alimentat prin inducție. Spira, amplasată de-a lungul căii 7 pe secții separate, constituie primarul unui transformator al cărui circuit magnetic deschis *5* și înfășurare secundară *6* se află pe vehicul și înconjoară întregul șasiu. Indusul motorului linear este o placă de aluminiu, iar inductoarele sînt amplasate de o parte și alta a acesteia.

Modificarea vitezei se poate face prin modificarea tensiunii și frecvenței, prin alimentare cu impulsuri, sau prin modificarea numărului de poli. Caracteristica $F=f(v)$ mai poate fi influențată prin modificarea numai a tensiunii sau prin modificarea întrefierului (în timpul mersului). Motoarele lineare pot funcționa cu alunecări mari, deoarece încărcarea termică ridicată a indusului nu pune probleme, în întrefier intră mereu altă porțiune, rece, a armăturii.

În *tracțiunea electrică minieră*, cu vagonete, motorul linear poate găsi o aplicație foarte eficientă. Pe calea de rulare se află amplasate inductoare simple (cu înfășurare de o singură parte) la distanțe egale cu lungimea convoiului. Indusul este format dintr-o placă dublă de fier și aluminiu, fixată

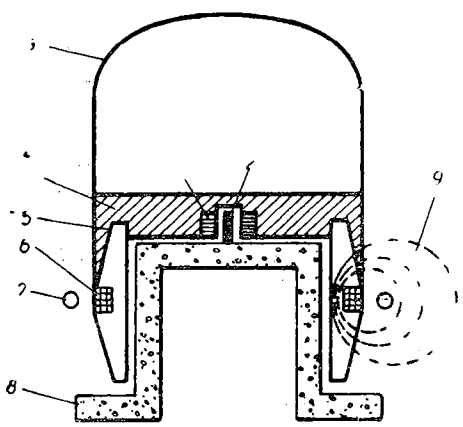


Fig. 3—28. Secțiune schematică printr-un vehicul cu motor linear cu perne de aer (hovercraft) cu alimentare prin inducție electromagnetică:

1 — inductor; *2* — indus; *3* — compartimentul pasagerilor; *4* — spațiu pentru echipamentul electric de comandă; *5* — jugul transformatorului; *6* — înfășurarea secundară; *7* — spira primară; *8* — calea; *9* — fluxul magnetic.

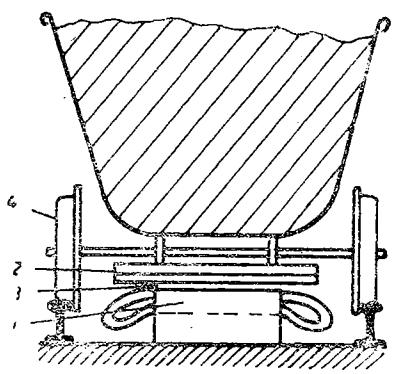


Fig. 3—29. Amplasarea motorului linear cu indus unilateral, la acționarea vagonetelor:

1 — inductor fix; *2* — placă indus dublă Fe-Al; *3* — întrefier; *4* — roțile vagonetului.

solidar de vehicul, la partea inferioară a acestuia (fig. 3—29). După ce convoiul a ieşit de sub acţiunea unui inductor, intră sub acţiunea inductorului următor. Inductoarele fixe au avantajul deosebit de important că nu necesită contacte mobile (captatori) pentru alimentarea cu energie electrică.

3.5.2. Oscilomotoare cu mişcare lineară

Oscilomotoarele electrice cu mişcare lineară există în diferite variante constructive, principiul lor de funcţionare bazîndu-se pe apariţia de forţe electromagnetice sau electrodinamice alternative, asociate unor curenţi alternativi. La toate oscilomotoarele lineare este caracteristică deplasarea alternativă a armăturii lor mobile, în regim electromagnetic stabilizat.

Există oscilomotoare cu cîmp magnetic mobil în întrefier, acestea derivînd din maşinile electrice liniare progresive, însă majoritatea lor nu posedă un atare cîmp. Din ultima categorie se pot cita: oscilomotorul electromagnetic de tip parametric (M a r i n e s c u), oscilomotorul sincron bifazat reactiv (ambele fiind studiate în diferite lucrări ale unor cercetători români), oscilomotorul sincron monofazat cu înfăşurarea de excitaţie în curent continuu sau cu magneţi permanenţi, oscilomotorul electrodinamic etc. Studiul acestor oscilomotoare, destinate în special acţionărilor de putere redusă, este îngreuiat uneori de ecuaţiile diferenţiale neliniare care descriu comportarea lor.

Oscilomotoare cu cîmp magnetic mobil. Pentru obţinerea directă a unei mişcări de du-te-vino, se pot utiliza maşini asincrone lineare trifazate cu cîmp magnetic mobil în regim de motor şi de frînă, prin comutarea periodică între ele a două din fazele inductoare. Schimbarea succesiunii fazelor modifică sensul cîmpului magnetic mobil, maşina lucrînd într-un regim periodic de accelerare, deplasare şi frînare a armăturii sale mobile. Deşi utilizarea tiristoarelor face posibilă realizarea de scheme relativ simple de comutare, randamentul global este mic din cauza frînărilor prin cuplare inversă, nerecuperabile, care duc la disiparea de energie electromagnetică sub formă de căldură în armătura mobilă-indus.

Un motor oscilant „spate la spate" a fost propus de E. R. L a i t h w a i t e în anul 1952, pentru acţionarea suveicilor în industria textilă. Două statoare inductoare dispuse în continuare, construite din tole şi avînd în crestături două înfăşurări trifazate separate, fiecare de altă succesiune a fazelor, se alimentează de la o reţea trifazată (fig. 3—31). Dacă motorul are o caracteristică forţă-viteză $F(v)$ pentru unul din cele două statoare, ca în figura 3—31, cu o forţă maximă care acţionează asupra indusului mobil pentru o alunecare critică cuprinsă între 0 şi 1, iar indusul se găseşte iniţial în punctul A, la distanţa x_1 de centrul motorului, forţa care acţionează asupra indusului va fi F_1 (fig. 3—31). Armătura mobilă se accelerează spre centru, unde atinge viteza v, forţa electromagnetică care acţionează asupra sa în acel punct fiind F_2. Intrînd în jumătatea din dreapta, indusul se va mişca în sens opus cîmpului magnetic inductor. Faţă de acest cîmp, viteza indusului este $-v$, forţa electromagnetică iniţială de decelerare fiind F'. Pe măsura frînării indusului, forţa

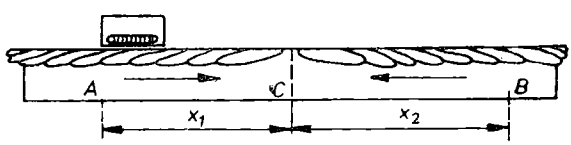


Fig. 3—30. Motor oscilant format din două motoare lineare.

electromagnetică crește pînă la F_1, cînd indusul s-a oprit la distanța x_2 față de centrul motorului. Deoarece forțele de frînare sînt mai mici decît cele de accelerare, în ipoteza lipsei vreunei sarcini, $x_2 > x_1$. Indusul pornește din nou spre centrul motorului, dar el atinge acolo o viteză mai mare decît cea pe care a avut-o la prima trecere și în consecință se deplasează înspre stînga dincolo de punctul A, cînd reușește să se oprească. Oscilația continuă să crească în amplitudine pînă cînd viteza maximă atinsă în centru se apropie de viteza sincronă v_0. Armătura mobilă nu poate depăși această viteză, forța scăzînd rapid în jumătatea de accelerare a motorului dacă viteza se apropie de viteza de sincronism. Așadar, indusul atinge o amplitudine stabilă de oscilație.

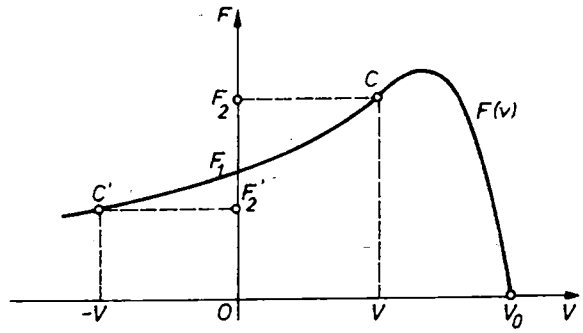


Fig. 3—31. Caracteristica mecanică a motorului asincron linear.

Dacă motorul funcționează pe o sarcină (frecări, lucru mecanic util), este limpede că între forma caracteristicii mecanice $F(v)$ și a caracteristicii de lucru $F_s(v)$, F_s fiind forța static rezistentă, trebuie să existe o anumită legătură pentru ca mișcarea să fie stabilă. În plus, indusul trebuie să depășească, la prima sa trecere prin centrul motorului, o anumită viteză. Motorul prezentat are randament mic și se utilizează la puteri foarte reduse, în industria textilă.

Oscilomotorul electromagnetic de tip parametric, (M. M a r i n e s c u). Acest motor, utilizat mai ales în calitate de oscilocompresor la agregatele frigorifice de putere redusă, posedă în forma sa cea mai simplă două perechi de poli aparenți în stator NS și $N'S'$ (fig. 3—32), dispuși în plane paralele și ale căror axe polare sînt rotite cu 90° una față de alta, pentru a se permite instalarea ușoară a bobinelor. Acestea sînt conectate adițional pentru fiecare pereche de poli magnetici și apoi înseriate cu cîte o diodă redresoare, după schema din figura 3—33, alimentarea făcîndu-se de la o rețea monofazată. Miezurile polare, ca și armătura mobilă m (fig. 3—32), care este deplasabilă axial, sînt constituite din tole de formă circulară.

Forța rezultantă axială electromagnetică de atracție, exercitată asupra armăturii mobile, este o forță alternativă de frecvență egală cu frecvența tensiunii de alimentare. Cursa armăturii poate atinge distanța dintre axele

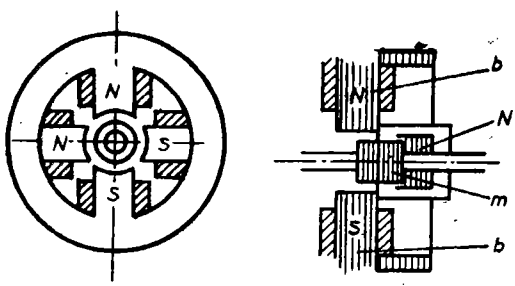


Fig. 3—32. Oscilomotor electromagnetic de tip parametric.

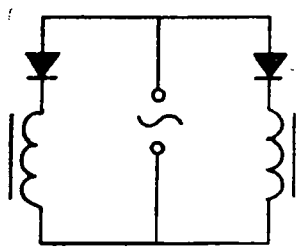


Fig. 3—33. Alimentarea oscilomotorului de tip parametric.

celor două perechi de poli statorici, dacă lucrul mecanic al forțelor axiale de atracție electromagnetică este integral absorbit la fiecare capăt de cursă datorită sarcinii motorului. Există posibilitatea demultiplicării frecvenței de oscilație a armăturii mobile cît și mijloace de mărire a puterii oscilomotorului, asupra cărora nu se insistă aici.

Oscilomotorul bifazat sincron reactiv. Acest oscilomotor este format din două bobine blindate coaxiale și o armătură cilindrică comună. Părțile feromagnetice ale circuitului magnetic al fiecărei bobine se execută din tole, iar armătura fie din tole, fie masivă, cu un gol central și crestături longitudinale pentru micșorarea pierderilor prin curenți turbionari (fig. 3—34). Se va presupune că cele două bobine sînt identice și alimentate cu tensiunile electrice:

$$u_1 = U_m \cos \omega t; \quad u_2 = U_m \sin \omega t.$$

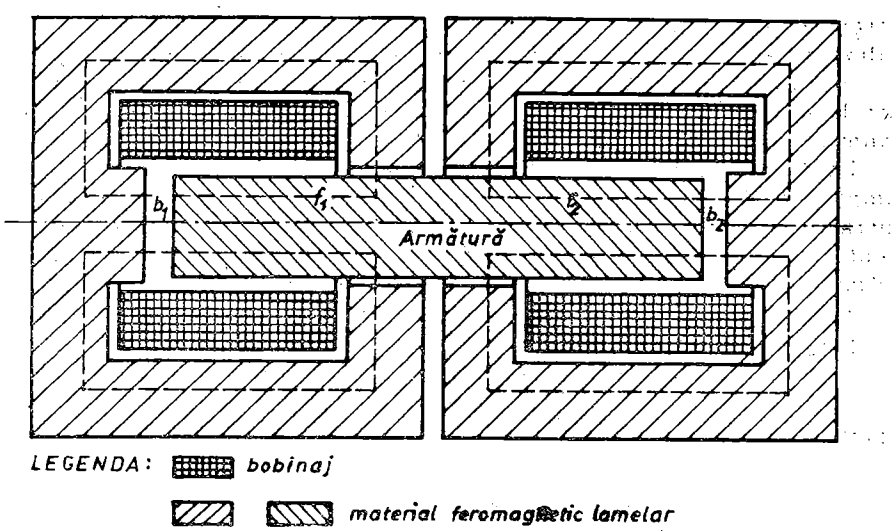


Fig. 3—34. Oscilomotor bifazat sincron reactiv.

Pentru a obține comod în practică tensiuni defazate între ele cu $\pi/2$ rad, se poate utiliza o tensiune de linie de la o rețea trifazată și tensiunea de fază dintre faza a treia și nul. În acest caz amplitudinile lor vor fi diferite de $\sqrt{3}$ ori, iar bobinele nu vor mai fi egale, pentru a se putea obține aceeași forță electromagnetică axială maximă, exercitată asupra armăturii mobile în interiorul fiecărei bobine. Oscilomotorul poate fi prevăzut sau nu cu resort antagonist.

Este ușor de sesizat că dacă forța electromagnetică axială ce se exercită asupra armăturii este maximă la un capăt al său, ea este nulă la celălalt capăt. Din această cauză, armătura intră singură în oscilație, cu o frecvență egală cu dublul frecvenței rețelei de alimentare. Oscilomotorul bifazat reactiv poate fi utilizat ca ciocan electric percutant, vibrator, oscilocompresor.

Oscilomotoare electrodinamice. Dintre diferitele tipuri, unele asemănătoare cu difuzoarele electrodinamice, se va descrie un oscilomotor cu cursă mare, folosit la puteri reduse în industria textilă a nailonului, studiat de către West-Jayawant.

Pe un miez feromagnetic liniar deschis, confecționat din tole silicioase sînt dispuse bobinele identice B_1, B_2 de inductivități L_1, L_2, în aceleași poziții față de capetele miezului. Între ele se găsește un inel de aluminiu sau cupru A, care se poate deplasa pe miezul feromagnetic ca pe un ghidaj (fig. 3—35). Bobinele sînt legate în serie cu cîte un condensator de o asemenea capacitate încît fiecare bobină să fie aproape la rezonanță și alimentarea lor se face de la o rețea de curent alternativ monofazat. Dacă tensiunea efectivă de alimentare depășește o anumită valoare, inelul conductor parcurs de

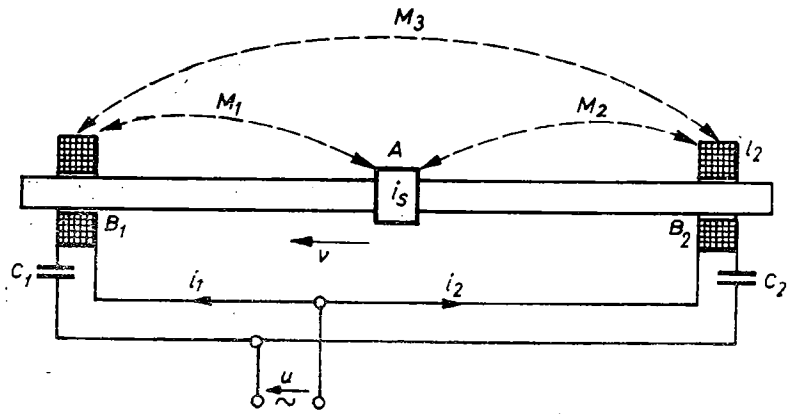


Fig. 3—35. Oscilomotor electrodinamic.

curentul indus i_s începe să oscileze cu amplitudine din ce în ce mai mare, pînă cînd oscilează de la bobină la bobină, la frecvența de alimentare a rețelei.

Dacă inelul are o viteză dirijată către una din bobine, forța electrodinamică care acționează asupra inelului conducător va fi

$$F_1(x) = i_1 i_s \frac{dM_1}{dx} \pm i_2 i_s \frac{dM_2}{dx}, \qquad (3-39)$$

i_s fiind curentul din inel. Forța utilă se obține prin scăderea forței de frecare din forța electrodinamică.

Caracteristici mecanice și de cursă. Problema generală a caracteristicilor mecanice ale oscilomotoarelor liniare nu este tratată în literatură. La oscilomotoarele liniare nu se pot introduce caracteristici mecanice statice $v(F)$, dat fiind că de obicei—în absența unor porțiuni din cursa oscilomotorului parcurse cu viteză constantă de către armătura mobilă — $v(t)$ reprezintă o funcție periodică alternativă, a cărei derivată nu este nulă, în cazul curselor relativ scurte, decît numai în anumite momente.

Prin cursa S_c a unui oscilomotor se înțelege dublul amplitudinii X_m a mișcării armăturii mobile, în regim periodic de deplasare a acesteia. În general, la oscilomotoarele liniare, deplasarea instantanee $x(t)$ a armăturii satisface relația

$$x(t) = -x\left(t + \frac{1}{2} t_c\right),$$

și viteza

$$v(t) = -v\left(t + \frac{1}{2} t_c\right),$$

t_c fiind perioada deplasării armăturii.

Aceste condiții sînt îndeplinite la oscilomotoarele de tip electromagnetic și electrodinamic. Deplasarea instantanee $x(t)$ a armăturii față de poziția sa mediană este descrisă de o funcție periodică alternativă, care deseori poate fi asimilată cu o funcție scalară sinusoidală de timp, dacă mișcarea nu are loc cu percuții, iar oscilomotorul este dotat cu resort. Cursa

$$S_c = 2X_m \tag{3—40}$$

depinde, în afara parametrilor mecanici ai echipajului mobil, de amplitudinea F_m a forței electromagnetice sau electrodinamice axiale rezultante, cît și de forma curbei sale reprezentative în timp. Dacă mișcarea armăturii motorului oscilant se poate asimila cu o mișcare armonică de forma

$$x = X_m \sin \omega t,$$

pulsația ω fiind egală cu pulsația tensiunii de alimentare la oscilomotorul electromagnetic de tip parametric sau cu dublul acestei pulsații la oscilomotorul bifazat sincron reactiv, amplitudinea V_m a vitezei armăturii mobile este

$$V_m = \omega X_m = \frac{1}{2} \omega S_c, \tag{3—41}$$

iar amplitudinea accelerației armăturii mobile A_m poate fi calculată cu relația

$$A_m = \omega^2 X_m = \frac{1}{2} \omega^2 S_c. \tag{3—42}$$

Cursa poate fi considerată ca o mărime mecanică de bază la un oscilomotor liniar, mai importantă decît amplitudinea mișcării armăturii sale mobile, prin posibilitatea mai comodă de măsurare a ei. După cum se vede mai sus, la oscilațiile care se pot asimila cu cele armonice, prin cursă se pot exprima și alte mărimi mecanice importante.

Prin caracteristici mecanice statice se înțeleg dependențe funcționale de tipul

$$S_c = S_c(F_m), \tag{3—43}$$

F_m fiind amplitudinea forței electromagnetice sau electrodinamice rezultante axiale, care acționează asupra armăturii mobile prin analogie cu definițiile uzuale ale caracteristicilor mecanice la motoarele convenționale, calculate sau ridicate în ipoteza atingerii unui regim periodic de deplasare. „Static" se referă aici nu la inexistența forțelor inerțiale, ci la regimul periodic permanent al deplasării armăturii mobile. La oscilomotoarele de curent alternativ reactive și la oscilomotoarele cu excitație în curent continuu, pentru o solenație de excitație constantă forța electromagnetică rezultantă axială are amplitudinea

$$F_m = F_m(U, f), \tag{3—44}$$

dependentă de tensiunea efectivă pe fază a oscilomotorului și de frecvența tensiunii de alimentare, existînd deci posibilitatea obținerii de caracteristici mecanice artificiale de tensiune și frecvență.

Pentru aceiași F_m, U, f, dar pentru diferiți parametri mecanici echivalenți ai echipajului mobil m_r, β_r, k_r (respectiv masă, rezistență vîscoasă și constantă de rigiditate), se pot obține caracteristici de cursă,

$$S_c(\beta_r);\ S_c(m_r);\ S_c(k_r), \tag{3—45}$$

care redau dependența dintre cursă și unul din acești parametri mecanici echivalenți cînd tensiunea efectivă U este constantă, ca și frecvența f a tensiunii. Caracteristicile de cursă ar putea fi denumite și caracteristici de sarcină, deși ar putea fi luată în considerație tot drept caracteristică de sarcină și o funcție de forma $S_c(P_m)$, P_m fiind puterea mecanică activă utilă, cedată receptorului oscilant.

3.5.3. Motoare pas cu pas

3.5.3.1. Principiul de funcționare și tipuri constructive

Motoarele pas cu pas, utilizate pe scară din ce în ce mai largă la acționarea mecanismului de avans și de poziționare a mașinilor unelte cu comandă numerică, ca și în alte domenii, sînt micromotoare sincrone de o construcție specială, care au o funcționare discretă, în pași. Înfășurările statorice concentrate, dispuse pe poli aparenți, sînt alimentate cu impulsuri de tensiune practic dreptunghiulară. Rotorul, cel mai frecvent fără înfășurări, cu un număr de poli (sau de dinți) puțin diferit de cel al statorului, se deplasează cu unghiuri bine determinate de construcția mașinii și de modul de alimentare a fazelor statorice, ocupînd o poziție pentru care reluctanța magnetică a circuitului de închidere a fluxului să fie minimă. Motorul care funcționează pe acest principiu se numește *motor pas cu pas cu reluctanță variabilă* sau *reactiv*. Dacă motorul are poli magnetici (permanenți sau cu înfășurări alimentate prin inele), acesta se situează în raport cu repartiția discretă a cîmpului magnetic din întrefier în poziții determinate de componentele tangențiale ale forțelor de atracție magnetică a polilor de nume contrar. Acest tip de motor pas cu pas este numit *activ*.

Un motor pas cu pas simplu de tip reactiv (sau cu reluctanță variabilă), care realizează „pași" de 30° este arătat schematic în figura 3—36. Prin alimentarea fazelor statorice în succesiunea: AA', AA' și BB', BB', BB' și CC' etc., rotorul se va deplasa succesiv cu unghiuri de 30° în poziții pentru care „rezistența" opusă de circuitul magnetic la închiderea fluxului este minimă.

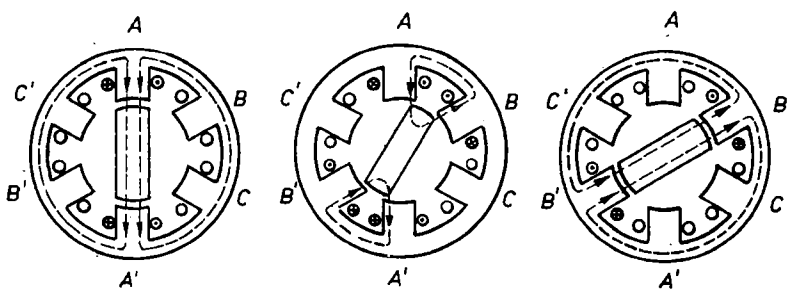


Fig. 3—36. Explicativă la principiul de funcționare a motorului pas cu pas.

În afară de succesiunea de alimentare a fazelor arătate mai sus numită secvență mixtă, se poate utiliza secvența simplă: AA', BB', CC' etc. sau secvența dublă AA' și BB', BB' și CC' etc. Unghiul de deplasare la secvența mixtă este jumătate din unghiul de deplasare la secvențele simplă și dublă.

Unghiuri mici de pas se obțin dacă atît statorul cît și rotorul au dantură. Numărul de dinți trebuie să fie diferit ($Z_s = Z_r \pm 2$) pentru ca circuitul mag-

netic să fie nesimetric, deci reluctanța magnetică să fie maximă după o axă și minimă după altă axă. Unghiul de pas este dat de relația (la secvență mixtă de alimentare)

$$\vartheta_p = \frac{360°}{2mZ_r}. \qquad (3-46)$$

În cazul din figura 3—36, $m=3$, $Z_r=2$, $\vartheta_p=30°$. Unghiul de pas al motoarelor pas cu pas de tip reactiv poate fi de ordinul fracțiunilor de grad.

Succesiunea de alimentare a fazelor motorului pas cu pas de tip *activ* poate fi de asemenea cu secvență simplă, dublă sau mixtă (fig. 3—37), cu deosebirea că la terminarea unui ciclu, fazele se alimentează cu polaritate inversă, corespunzător cu schimbarea polarității polilor rotorici. Dacă p este numărul de perechi de poli ai rotorului și m numărul de faze statorice, unghiul de pas este

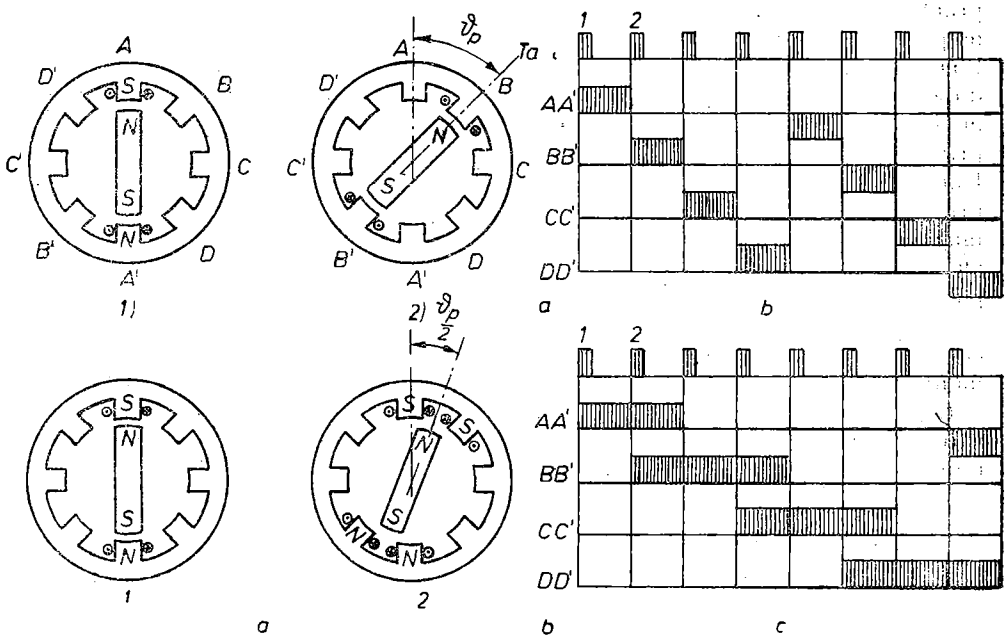


Fig. 3—37. Principiul de funcționare a motorului pas cu pas cu magneți permanenți:
a — secvență de alimentare simplă; *b* — secvență de alimentare mixtă.

$$\vartheta_p = \frac{360}{2pm} \qquad (3-47)$$

la secvențele simplă și dublă și

$$\vartheta_p = \frac{360}{4pm} \qquad (3-48)$$

la secvența mixtă.

Pentru mărirea cuplului dezvoltat s-au construit motoare pas cu pas cu mai multe sisteme stator-rotor pe același arbore. Un motor cu trei statoare,

cu înfășurări distincte, are rotoarele cu același număr de poli ca și statoarele, fixate pe același arbore, dar cu polii a două rotoare vecine decalați cu cîte o treime de pas polar. Alimentînd pe rînd, într-o anumită ordine, înfășurările celor trei statoare, rotoarele se vor deplasa cu un unghi egal cu o treime de pas polar. În cazul unui motor cu m statoare și $2p$ poli, la o rotație completă se execută $2mp$ pași, deci unghiul de pas este $360°/2mp$.

Cuplurile dezvoltate de motoarele pas cu pas de 3 statoare pot depăși 10 Nm, la unghiuri de pas de cîteva grade.

În afară de motoarele pas cu pas cu întrefier radial s-au construit și motoare cu *întrefier axial*, cu circuite imprimate pe un rotor în formă de disc, caracterizate de momente de inerție mici și de inductivități mici ale înfășurărilor de comandă, ceea ce asigură acționării calități dinamice superioare. Dezavantajul acestor motoare îl constituie întrefierul mai mare decît la motoarele cu rotor cilindric. Motorul pas cu pas cu circuite imprimate pe un rotor în formă de pahar înlătură acest neajuns. Puterea motoarelor pas cu pas cu circuite imprimate nu depășește cîteva zeci de wați.

Motorul sincron reactiv poate fi de asemenea utilizat ca motor pas cu pas, printr-o alimentare corespunzătoare, consecutivă, a înfășurărilor statorice. În pofida puterilor relativ mari obținute, acest motor se utilizează rar, datorită unghiului de pas relativ mare și a preciziei reduse, cauzate de armonicele de dantură. Există de asemenea și motoare pas cu pas lineare, cu o mărime a pasului de ordinul zecimilor de mm.

3.5.3.2. Caracteristicile motoarelor pas cu pas

Caracteristica *cuplului static sincronizant* reprezintă dependența cuplului dezvoltat de unghiul format de axa de simetrie a cîmpului magnetic cu axa rotorului $M_s=f(\vartheta)$. Indiferent de tipul motorului, caracteristica trece prin originea axelor de coordonate și are o formă apropiată de sinusoidă (fig. 3—38).

Cuplul sincronizant dinamic M_d este cuplul maxim pe care-l poate dezvolta, fără a ieși din sincronism motorul pas cu pas la o anumită viteză unghiulară și un anumit unghi de dezacord. Caracteristica dinamică a motorului este dependența $M_d=f(\Omega)$ la $\vartheta=$const.

Cuplurile limită ale motoarelor pas cu pas arată cît de mari pot să fie cuplurile rezistente la arborele motorului în anumite regimuri (regim permanent, pornire, oprire, reversare) la o anumită frecvență de comandă, fără să se producă pierderea de pași, adică ieșirea motorului din sincronism. Caracterul de mașină sincronă al motorului pas cu pas este dat tocmai de dependența vitezei de deplasare a rotorului, exprimată prin numărul de pași parcurși în unitatea de timp, de frecvența impulsurilor de alimentare. Cuplul critic cvasistaționar, corespunzător regimului permanent, scade cu creșterea frecvenței. Variația cuplului critic cu frecvența reprezintă *caracteristica de sarcină limită* a motorului pas cu pas (fig. 3—39). În mod asemănător se poate defini o *frecvență limită* de comandă, la care, pentru un anumit cuplu rezistent, se mai păstrează sincronismul.

Utilizarea motoarelor pas cu pas. Dezvoltarea construcției de motoare pas cu pas a fost impulsionată de introducerea comenzilor automate numerice într-o serie de acționări, în special la mașinile unelte. Calitatea motorului pas cu pas de a converti numărul de impulsuri într-o deplasare unghiulară, deci acela de convertor numeric-analogic face ca acest tip de motor să fie foarte adecvat unor acționări de mare precizie și fineță cum este aceea de pozi-

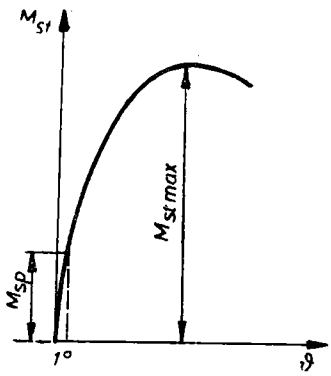


Fig. 3—38. Caracteristică statică a motorului pas cu pas.

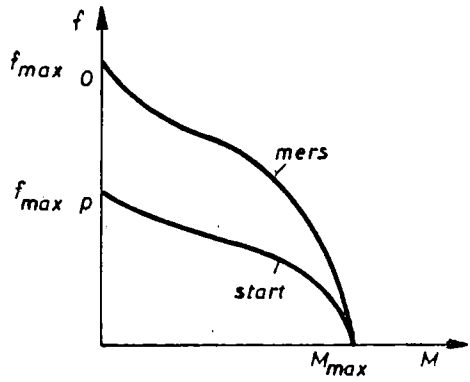


Fig. 3—39. Caracteristicile limită ale unui motor pas cu pas.

ționare a meselor mașinilor de găurit în coordonate și de frezat. Această calitate permite utilizarea unui circuit *deschis* de comandă automată, spre deosebire de acționarea cu motoare convenționale a căror comandă se face cu regulatoare în circuit închis, complexe și costisitoare datorită existenței traductoarelor de măsură, a convertoarelor numeric-analogice, a blocurilor de prelucrare a abaterii, care afectează nu numai prețul de cost al mașinilor unelte cu comandă numerică, dar și siguranța în funcționare.

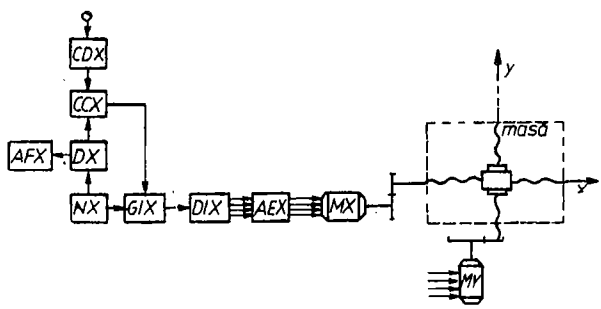


Fig. 3—40. Schema bloc a dispozitivului de poziționare numerică la mașini-unelte.

Schema-bloc a unei acționări cu motor pas cu pas pentru poziționarea numerică, în două coordonate, a mesei unei mașini de găurit sau frezat este arătată în figura 3—40. Deplasarea mesei pe cele două direcții x, y este asigurată de două motoare pas cu pas MX și MY printr-un mecanism de șurub-piuliță (cu bile).

Dimensiunile cotelor se introduc prin intermediul unor comutatoare decadice *CDX*, *CDY*. Impulsurile de tact de la generatorul de impulsuri *GIX* se transmit prin distribuitorul de impulsuri *DIX* și amplificatorului de ieșire *AEX* spre motorul pas cu pas *MX* de pe axa x a mesei. Numărătorul *NX* contorizează numărul de impulsuri primite de motorul pas cu pas, decodificatorul *DX* îl decodifică în zecimal, iar blocul de afișare *AFX* îl afișează. Cînd numărul impus la *CDX* (cota impusă) coincide cu numărul de

impulsuri primit la MX (cota realizată) circuitul de coincidență emite un impuls de blocare generatorului de impulsuri GIX. Un sistem identic există și pe cealaltă axă y.

Programarea manuală cu comutatoare decadice poate fi înlocuită cu programarea automată cu bandă perforată, dacă numărul de cote necesar aceluiași reper este mare, cum este cazul găuririi plăcilor cu circuite imprimate.

Dintre alte utilizări ale motorului pas cu pas se amintesc: acționarea avansurilor la mașinile de rectificat, strunguri și raboteze, acționarea dispozitivelor de divizare la mașinile de danturat. De asemenea motorul pas cu pas este aplicat în industria metalurgică (comanda valțurilor la laminoare), industria ușoară, în sistemele periferice ale calculatoarelor numerice, în cinematografie, în aeronautică (comanda rachetelor, radar) și în tehnica spațială.

3.6. COMPORTAREA GENERALĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Datorită repetării procesului tehnologic al mașinilor de lucru — mai ales în industria prelucrătoare mecanică — cuplurile de sarcină ale mașinilor de lucru variază periodic. După expirarea timpului t_c sau al unui multiplu întreg al acestuia, cuplul static se reproduce identic; t_c definește *perioada* sau *ciclul de lucru* al mașinii.

3.6.1. Sarcini periodice oarecare

Indiferent de forma concretă a graficului cuplului de sarcină într-un ciclu, se pot obține unele concluzii de ordin general, referitoare la comportarea sistemelor de acționare electrică ce funcționează cu sarcini periodice.

În intervalul temporal diferențial dt, motorul furnizează lucrul mecanic $m \cdot d\alpha$, m fiind cuplul electromagnetic al acestuia, iar $d\alpha$ diferențiala unghiului de rotație α al arborelui motorului. Se găsește imediat că lucrul mecanic finit furnizat de motor în intervalul temporal $t_2 - t_1$ este

$$A_{12} = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} m\,d\alpha = \int_{t_1}^{t_2} m\Omega\,dt,$$

având $d\alpha = \Omega dt$. Presupunînd motorul cu caracteristica mecanică tip derivație, $\Omega = \Omega_0(1-s)$ și deci lucrul mecanic furnizat de motor pe ciclu va fi

$$A_c = \Omega_0 \int_0^{t_c} m\,dt - \int_0^{t_c} ms\,dt. \qquad (3-50)$$

Pe de altă parte, înmulțirea ambilor membri ai ecuației de mișcare

$$m = m_s + J\frac{d\Omega}{dt}$$

cu dt conduce la

$$m\,dt = m_s\,dt + J\,d\Omega,$$

de unde

$$\int_0^{t_c} m\,dt = \int_0^{t_c} m_s\,dt + J \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} d\Omega.$$

În regim stabilizat de funcționare, vitezele unghiulare Ω_1 (de la $t_1=0$) și Ω_2 (de la $t_2=t_c$) sînt egale și deci ultima integrală este nulă, avînd limitele de integrare egale. Se deduce

$$\int_0^{t_c} m\,dt=\int_0^{t_c} m_s\,dt,$$

sau

$$\tilde{m}=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} m\,dt=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} m_s\,dt=\tilde{m}_s, \qquad (3-51)$$

adică *cuplul mediu aritmetic pe ciclu al motorului* $\tilde{m}$ *egalează în regim stabilizat de funcționare ciclică a unui sistem de acționare cuplul mediu aritmetic pe ciclu al sarcinii* $\tilde{m}_s$.

Rezultatul (3—51) permite transformarea egalității (3—50), întrucît

$$\int_0^{t_c} m\,dt=\tilde{m}t_c=\tilde{m}_s t_c.$$

Admițînd o caracteristică mecanică liniară a motorului de acționare, $s=\frac{s_N}{M_N}m$.

Lucrul mecanic al motorului pe ciclu devine

$$A_c=\Omega_0 t_c\left(\tilde{m}_s-\frac{s_N}{M_N}\cdot\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} m^2\,dt\right).$$

Însă cuplul mediu pătratic al motorului pe ciclu are expresia

$$M_e=\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} m^2\,dt};$$

în consecință lucrul mecanic furnizat de către motor într-un ciclu de funcționare stabilizată rezultă a fi

$$A_c=\Omega_0 t_c\left(\tilde{m}_s-\frac{s_N}{M_N}M_e^2\right). \qquad (3-52)$$

Rezultatul precedent implică cunoașterea graficului de sarcină $m_s(t)$ într-un ciclu de funcționare.

3.6.2. Sarcină periodică cu grafic în două trepte rectangulare

Sarcinile ciclice cu un astfel de grafic posedă în intervalul t_a un cuplu constant de sarcină M_a, de obicei relativ important; în intervalul $t_p>t_a$, cuplul de sarcină este de asemenea constant, $M_p<M_a$. Ciclul are durata $t_c=t_a+t_p$, după care graficul se repetă identic (fig. 3—41).

Pentru a determina legea de variație a cuplului electromagnetic al motorului de acționare, să presupunem că acesta are caracteristică mecanică liniară, viteza unghiulară a motorului fiind

$$\Omega=\Omega_0(1-s)=\Omega_0\left(1-\frac{s_N}{M_N}m\right); \qquad (3-53)$$

mai sus s-a avut în vedere că alunecarea s poate fi scrisă $s=(s_N/M_N)m$. De aici rezultă $\frac{d\Omega}{dt}=-\frac{\Omega_0 s_N}{M_N}\cdot\frac{dm}{dt}$; din ecuația de mișcare $m=m_s+J\frac{d\Omega}{dt}$ rezultă imediat

$$T_m\frac{dm}{dt}+m=m_s, \qquad (3-54)$$

avînd

$$T_m=\frac{J\Omega_0 s_N}{M_N} \qquad (3-54')$$

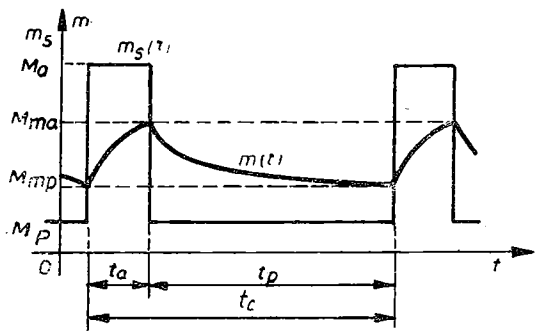


Fig. 3—41. Cuplul static rezistent periodic $m_s(t)$, cu grafic avînd două trepte rectangulare pe ciclu și cuplul electromagnetic de regim permanent $m(t)$.

constanta electromecanică de timp a sistemului de acționare. Pentru $m_s=M_s=$const., rezultă prin integrare din (3—54)

$$m=Ke^{-\frac{t}{T_m}}+M_s. \qquad (3-55)$$

Considerînd originea de timp la începutul intervalului temporal t_a, și punînd condiția ca cuplul electromagnetic la $t=0$ să fie M_{mp}, rezultă $M_{mp}=K+M_s$. Așadar, legea de variație a cuplului motorului în intervalul temporal t_a va fi

$$m=M_a-(M_a-M_{mp})\,e^{-\frac{t}{T_m}}. \qquad (3-56)$$

În mod similar, dacă se consideră originea de timp de data aceasta la începutul intervalului t_p, scriind $m=M_{ma}$, $t=0$ găsim $M_{ma}=K+M_s$, cu care rezultă legea de variație a cuplului electromagnetic în cursul sarcinii statice mai reduse,

$$m=M_p-(M_p-M_{ma})e^{-\frac{t}{T_m}}=M_p+(M_{ma}-M_p)e^{-\frac{t}{T_m}}. \qquad (3-57)$$

În regim stabilizat, după un timp de minimum $4T_m$ de funcționare, cuplurile dezvoltate de motor la începutul și sfîrșitul fiecărui ciclu de sarcină sînt egale între ele (ca în fig. 3—41). Fizic aceasta înseamnă că energia cinetică cedată de corpurile în mișcare de rotație în timpul șocului de sarcină M_a este egală cu energia cinetică acumulată de aceleași corpuri în timpul intervalelor în care cuplul de sarcină este mai redus, M_p.

Pentru a calcula cuplurile M_{ma} și M_{mp}, definite anterior, se pun condițiile:

$$(m_{soc})_{t=0}=(m_{sarc\ red})_{t=t_p}; \qquad (m_{sarc\ red})_{t=0}=(m_{soc})_{t=t_a}$$

unde $m_{soc}(t)$ este dat de relația (3—56) și $m_{sarc\ red}(t)$ este dat de egalitatea (3—57). Rezolvarea sistemului anterior de două ecuații cu două necunoscute conduce la:

$$M_{mp}=M_a-(M_a-M_p)\frac{1-e^{-\frac{t_p}{T_m}}}{1-e^{-\frac{t_c}{T_m}}}$$

$$M_{ma}=M_p+(M_a-M_p)\frac{1-e^{-\frac{t_a}{T_m}}}{1-e^{-\frac{t_c}{T_m}}}. \qquad (3-58)$$

Cu aceste valori, graficul cuplului electromagnetic $m(t)$ din figura 3—41 este perfect determinat.

De remarcat, din relația (3—56), că motorul va dezvolta un cuplu cu atît mai redus în cursul șocului de sarcină, cu cît constanta electromecanică de timp T_m a acționării este mai mare (deci cu cît J, momentul axial total redus la arborele motorului este mai important). Pentru $T_m=0$, deci $J=0$, s-ar obține $m(t)=m_s(t)=M_a$, adică cuplul electromagnetic ar urmări identic cuplul de sarcină. În situația $J=\infty$, caz la fel de ipotetic ca și $J=0$, cuplul motorului ar deveni invariabil și egal cu cuplul static mediu aritmetic pe ciclu.

Din cele de mai sus rezultă necesitatea, la acționările cu motor electric cu comportare derivație, determinării momentului axial de inerție minim necesar, pentru ca motorul să nu se supraîncarce exagerat în cursul unor șocuri rectangulare de sarcină. Să presupunem că cuplul maxim dezvoltat de motor M_{kf} are loc la sfîrșitul intervalului de timp t_k (fig. 3—42). În cursul acestui interval temporal cuplul electromagnetic variază — cu originea de timp la începutul intervalului t_k — după legea:

$$m=M_{sk}-(M_{sk}-M_{ki})e^{-t/T_m}.$$

Prin logaritmare se obține, după ce în prealabil mai sus s-au făcut înlocuirile $t=t_k$, $m=M_{kp}$,

$$\frac{t_k}{T_m}=\ln\left(\frac{M_{sk}-M_{ki}}{M_{sk}-M_{kp}}\right). \qquad (3-59)$$

Dacă motorul de acționare este asincron, constanta de timp T_m a sistemului de acționare este dată de egalitatea (3—54'). Impunînd ca valoarea maximă a cuplului electromagnetic M_{kp} să nu depășească $0{,}85\,M_{cm}$, adică 85% din cuplul critic al motorului, se obține momentul axial de inerție total necesar, după ce înlocuim constanta electromecanică de timp T_m cu expresia sa echivalentă:

$$J=\frac{M_N t_k}{\Omega_0 s_N \ln\left(\frac{M_{sk}-M_{ki}}{M_{sk}-0{,}85\,M_{cm}}\right)}. \qquad (3-60)$$

Factorul de inerție necesar al acționării — factor care reprezintă raportul $FI=J/J_m$, J_m fiind momentul de inerție intern — rezultă, cunoscînd constanta

mecanică de timp $T_p = \frac{J_m \Omega_0}{M_N}$,

$$FI = \frac{J}{J_m} = \frac{t_k}{T_p} \cdot \frac{1}{s_N \ln\left(\frac{M_{sk} - M_{kt}}{M_{sk} - 0{,}85\, M_{cm}}\right)}. \qquad (3-61)$$

Din egalitățile (3—61) și (3—60') reiese că majorarea alunecării nominale s_N a motorului de acționare poate conduce la un moment axial de inerție mai mic, respectiv la un volant mai mic.

3.6.3. Sarcină cu variație discretă oarecare

Menținînd ipoteza unui motor de acționare cu caracteristică mecanică liniară (motoarele de curent continuu derivație și cu excitație independentă, motorul asincron pe porțiunea rigidă a caracteristicii sale mecanice), se presupune că mașina de lucru produce la arborele motorului cupluri statice $M_{s,k} =$ = const. în intervalele temporale t_k (fig. 3—42). Dacă timpii t_k sînt mici, inferiori lui $4T_m$ (T_m fiind constanta electromecanică de timp a acționării, dată de egalitatea (3—54'), motorul de acționare va dezvolta un cuplu electromagnetic mereu variabil, de regim tranzitoriu, neputîndu-se atinge un regim permanent sau staționar.

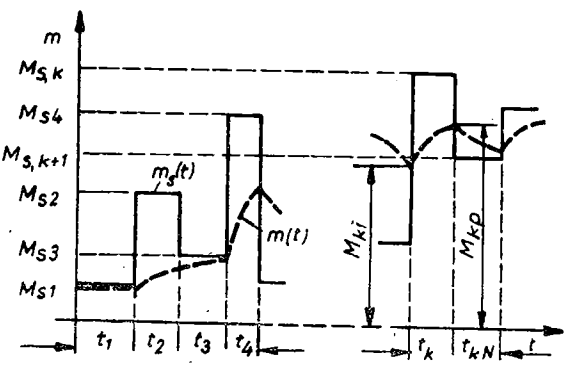


Fig. 3—42. Cuplul static rezistent $m_s(t)$, cu variație în trepte rectangulare, și graficul cuplului electromagnetic $m(t)$ al motorului cu caracteristică mecanică liniară.

Pentru determinarea legii analitice $m(t)$, se va proceda analog cu cele expuse în § 3.6.2. Considerînd originea de timp la începutul intervalului t_k, fie $M_{k,i}$ cuplul electromagnetic din acest moment, adică $m(0) = M_{k,i}$. Presupunînd că procesele electromagnetice tranzitorii sînt mult mai scurte decît cele mecanice, se va analiza doar ecuația de mișcare. Aceasta, în ipotezele inițiale introduse, conduce prin integrare la relația (3—55), în care $M_s = M_{s,k} =$const. Cu condiția inițială $m(0) = M_{k,i}$ se obține

$$K = M_{k,i} - M_{s,k} = -(M_{s,k} - M_{k,i}),$$

cu care legea de variație a cuplului electromagnetic în intervalul temporal t_k (fig. 3—42) se poate scrie

$$m = M_{s,k} - (M_{s,k} - M_{k,i}) e^{-\frac{t}{T_m}}. \qquad .(3-61)$$

Observăm suplimentar că $\lim_{t\to\infty} m = M_{s,k}$, acesta fiind cuplul de regim permanent pe care l-ar dezvolta motorul şi bineînţeles $m(0) = M_{k,t}$. Dacă $M_{k,t} < M_{s,k}$, cuplul motorului creşte în intervalul temporal t_k; dacă $M_{k,t} > M_{s,k}$, el va scădea. Doar în situaţia particulară $M_{k,t} = M_{s,k}$ cuplul electromagnetic m al motorului se va menţine constant şi egal cu $M_{s,k}$.

3.7. APLICAŢII

1. Un motor asincron cu rotorul bobinat are următoarele date nominale $U_{1N}=500$ V $f_{1N}=50$ Hz; $P_N=340$ kW; $n_N=1\,480$ rot./min.; $\eta_N=0{,}95$; cos $\varphi_N=0{,}91$; $I_{1N}=455$ A; $M_N=2{,}2$ kN; $U_{20}=790$ V; $I_{2N}=310$ A; $\lambda=M_{cm}/M_N=3{,}1$.

Să se calculeze:

1) alunecarea critică s_c a motorului;

2) raportul dintre cuplul de pornire direct şi cel nominal (M_p/M_N);

3) raportul dintre curentul de pornire şi cel nominal, în stator (I_{1p}/I_{1N});

4) Rezistenţa suplimentară R_{2s} ce trebuie înseriată pe fiecare fază rotorică, pentru ca cuplul dezvoltat de motor la pornire să fie dublul celui nominal $(M_p/M_N=2)$.

Rezolvare. 1° Alunecarea nominală a maşinii s_N, care are turaţia sincronă $n=1\,500$ rot/min. (maşina are 4 poli la 50 Hz), este

$$s_N = \frac{\Omega_0 - \Omega_N}{\Omega_0} = \frac{n_0 - n_N}{n_0} = \frac{1\,500 - 1\,480}{1\,500} = 0{,}0133.$$

Folosind relaţia (3—9), se obţine alunecarea critică:

$$s_c = (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})\ s_N = (3{,}1 + \sqrt{3{,}1^2 - 1})\ 0{,}0133 = 0{,}08.$$

2° Recurgînd la relaţia lui Kloss simplificată (3—8′) scrisă pentru pornire ($M = M_p$, $s = 1$), se obţine:

$$M_p = \frac{2M_{cm}}{\frac{1}{s_c} + s_c}.$$

Împărţind relaţia anterioară prin cuplul electromagnetic nominal M_n, avem:

$$\frac{M_p}{M_N} = \frac{2\lambda}{\frac{1}{s_c} + s_c} = \frac{2 \cdot 3{,}1}{\frac{1}{0{,}08} + 0{,}08} = 0{,}493.$$

Se vede de aici că motorul asincron din problemă dezvoltă la pornirea directă un cuplu egal cu jumătatea celui nominal. Acest motor nu poate porni deci în plină sarcină.

3° Din paragraful 3.2.1 se ştie că:

$$M = \frac{p_{cu_2}}{s\Omega_0} = \frac{3R_2 I_2^2}{s\Omega_0}.$$

Pentru condiţiile nominale,

$$M_N = \frac{3R_2 I_{2N}^2}{s_N \Omega_0}.$$

Rezultă:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{s_N}{s}\left(\frac{I_2}{I_{2N}}\right)^2$$

şi deci

$$\frac{I_2}{I_{2N}} = \sqrt{\frac{M}{M_N} \cdot \frac{s}{s_N}}.$$

În fine, la pornirea directă $I_2 = I_{2p}$, $M = M_p$, $s = 1$, cu care

$$\frac{I_{2p}}{I_{2N}} = \sqrt{\frac{M_p}{M_N} \cdot \frac{1}{s_N}} = \sqrt{0{,}493 \cdot \frac{1}{0{,}0133}} \simeq 6.$$

De fapt se cere raportul I_{1p}/I_{1N}. Deoarece raportul de transformare poate fi calculat cu relația $k = U_{1N}/U_{20}$, rezultă:

$$\frac{I_{1p}}{I_{1N}} = \frac{I_{2p}}{kI_{1N}} = \frac{I_{2p}}{I_{1N}} \cdot \frac{U_{20}}{U_{1N}} = 6 \cdot \frac{790}{500} = 6{,}55.$$

4° Fie s'_c noua alunecare critică, corespunzătoare rezistenței totale pe fază în rotor $R_2 + R_{2s}$. Ecuația caracteristicii mecanice reostatice corespunzătoare poate fi scrisă folosind relația (3—8′)

$$M = \frac{2M_{cm}}{\frac{s}{s'_c} + \frac{s'_c}{s}}.$$

La pornire $M = M_p = 2M_N$ și $s = 1$, cu care

$$2M_N = \frac{2M_{cm}}{\frac{1}{s'_c} + s'_c}$$

rezultînd ecuația:

$$s'^2_c - \lambda s'_c + 1 = 0.$$

Ea are soluțiile:

$$s'_c = \frac{1}{2}\lambda \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2}\lambda\right)^2 - 1} = 1{,}55 \pm \sqrt{1{,}55^2 - 1}.$$

Pentru ca valoarea cuplului să fie maximă după pornire, luăm semnul minus în fața radicalului, obținînd următoarea alunecare critică a caracteristicii mecanice reostatice dorite,

$$s'_c = 0{,}37.$$

Pe de altă parte, conform egalității (3—14),

$$\frac{s'_c}{s_c} = \frac{R_2 + R_{2s}}{R_2},$$

de unde

$$R_{2s} = \left(\frac{s'_c}{s_c} - 1\right) R_2 = \left(\frac{0{,}37}{0{,}08} - 1\right) R_2 = 3{,}63 R_2.$$

Rezistența suplimentară căutată trebuie să fie deci de 3,63 ori mai mare decît rezistența unei înfășurări de fază R_2 în rotor. Pentru a calcula valoarea acestei rezistențe R_{2s} trebuie în prealabil determinat R_2. Se observă că se poate scrie:

$$R_2 = \frac{s_N U_{20} \cos \varphi_{2N}}{\sqrt{3}\, I_{2N}}$$

presupunînd conexiunea în stea în rotor. Dar din schema echivalentă pe fază a motorului se obține:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X'_{2\sigma}}{\frac{R'_2}{s}} = \frac{sX'_{2\sigma}}{R'_2} = \frac{s}{s'_c}$$

și deci

$$\varphi_{2N} = \operatorname{arctg}\left(\frac{s_N}{s_c}\right)$$

Cu aceasta se obține în final:

$$R_{2s} = \left(\frac{s'_c}{s_c} - 1\right) R_2 = \left(\frac{s'_c}{s_c} - 1\right) \frac{s_N U_{20} \cos \operatorname{arctg} \left(\frac{s_N}{s_c}\right)}{\sqrt{3}\, I_{2N}} =$$

$$= 3{,}63 \frac{0{,}0133 \cdot 790 \cdot \cos 9°30'}{1{,}73 \cdot 310} = 0{,}07\Omega$$

(mai sus a reieșit și $R_2 = 0{,}0193\Omega$).

2. Un ventilator radial, al cărui cuplu rezistent este proporțional cu pătratul vitezei sale unghiulare, este acționat de un motor asincron trifazat, avînd datele nominale $P_N = 5{,}5$ kW; $U_{1N} = 380$ V; $I_{1N} = 11{,}7$ A; cos $\varphi_N = 0{,}84$; $f_{1N} = 50$ Hz; $U_{20} = 132$ V și $I_{2N} = 27{,}5$ A. Ventilatorul este acționat la turația nominală a motorului, $n_N = 1\,445$ rot/min.

Să se determine rezistența R_{2s} ce trebuie înseriată în circuitul rotoric, pe fiecare fază, astfel ca puterea cerută de ventilator să scadă la jumătate.

Rezolvare. La acest ventilator — și dealtfel și la majoritatea ventilatoarelor — puterea este proporțională cu cubul vitezei unghiulare și deci

$$\frac{n^3}{n_N^3} = \frac{\frac{1}{2} P_N}{P_N} = 0{,}5$$

rezultînd turația necesară

$$n = \sqrt[3]{0{,}5}\, n_N = 0{,}794 \cdot 1\,445 = 1\,150 \text{ rot/min.}$$

La această turație alunecarea este:

$$s_r = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{1\,445 - 1\,150}{1\,445} = \frac{295}{1\,445} = 0{,}204.$$

De la cuplul nominal

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{5\,500}{151{,}5} = 36{,}3 \text{ Nm},$$

cuplul scade la valoarea

$$M = \left(\frac{n}{n_N}\right)^2 M_N = \left(\frac{1\,150}{1\,445}\right)^2 36{,}3 = 22{,}9 \text{ Nm}.$$

Acceptînd o caracteristică mecanică liniară a motorului, cuplurile și alunecările sînt proporționale, încît pentru cuplul M, fără rezistența suplimentară introdusă, ar trebui ca alunecarea să fie

$$s = \frac{s_N M}{M_N} = \frac{0{,}035 \cdot 22{,}9}{36{,}3} = 0{,}0248,$$

avînd în vedere că $s_N = (1\,500 - 1\,445)/1\,500 = 0{,}035$.

La turația nominală tensiunea rotorică electromotoare este $E_{2N} = s_N U_{20} = 0{,}035 \cdot 132 = 4{,}62$ V. Frecvența în rotor va fi $f_{2N} = s_N f_{1N} = 0{,}035 \cdot 50 = 1{,}75$ Hz. Ea este atît de mică, încît reactanța de dispersie pe fază rotorică în raport cu statorul poate fi neglijată față de rezistența pe fază. Această observație permite să se calculeze rezistența rotorică pe fază

$$R_2 = \frac{E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} = \frac{4{,}62}{1{,}73 \cdot 27{,}5} = 0{,}097.\Omega$$

Avînd în vedere că la cuplu constant alunecările sînt proporționale cu rezistențele totale în rotor, se poate scrie:

$$\frac{s_r}{s}=\frac{R_2+R_{2s}}{R_2}$$

rezultînd rezistența suplimentară căutată

$$R_{2s}=\left(\frac{s_r}{s}-1\right)R_2=\left(\frac{0{,}205}{0{,}0248}-1\right)0{,}097=0{,}801\Omega.$$

Puterea de alunecare este, neglijînd pierderile prin frecare,

$$P_{2s}=s_rP=s_rM\frac{\pi n}{30}=0{,}205\cdot 22{,}9\cdot\frac{3{,}14\cdot 1\,150}{30}=565\ \text{W},$$

la care trebuie dimensionat rezistorul înseriat pe fază la rotor.

3. O mașină de lucru este acționată de un motor asincron trifazat în scurtcircuit, avînd datele nominale $P_N=4$ kW, $n_N=2\,910$ rot/min; momentul axial intern de inerție $J_m=0{,}04$ kgm², $\lambda_p=M_p/M_N=1{,}7$; $\lambda=M_{cm}/M_N=3$. Mașina pornește în gol, puterea necesară mersului în gol fiind $P_0=0{,}5$ kW. Momentul axial de inerție al mașinii de lucru, redus la arborele motorului, este $J_1=0{,}05$ kgm².

Calculați timpii de pornire și de oprire ai sistemului de acționare.

Rezolvare. Viteza unghiulară nominală a motorului este:

$$\Omega_N=\frac{\pi n_N}{30}=\frac{3{,}14\cdot 2\,910}{30}=304{,}6\ \text{rad/s}.$$

Cuplul mecanic nominal util al motorului este:

$$M_N=\frac{P_N}{\Omega_N}=\frac{4\,000}{304{,}6}=13{,}15\ \text{Nm}.$$

Alunecarea nominală este:

$$s_N=\frac{n_0-n_N}{n_0}=\frac{3\,000-2\,910}{3\,000}=0{,}03.$$

Cuplul maxim de pornire al motorului este:

$$M_p=\lambda_pM_N=1{,}7\cdot 13{,}15=22{,}36\ \text{Nm}.$$

Cuplul critic al motorului este:

$$M_{cm}=\lambda M_N=3\cdot 13{,}15=39{,}45\ \text{Nm}.$$

Alunecarea critică este:

$$s_c=(\lambda+\sqrt{\lambda^2-1})s_N=(3+\sqrt{3^2-1})\ 0{,}03=0{,}18.$$

Cuplul mediu la pornirea motorului admitem că este:

$$\tilde{M}=\frac{1}{2}(M_p+M_{cm})=0{,}5(22{,}36+39{,}45)=30{,}9\ \text{Nm}.$$

Cuplul rezistent la mersul în gol al utilajului este:

$$\tilde{M}_0=\frac{P_0}{\Omega_0}=\frac{30\,P_0}{\pi\,n_0}=\frac{30\cdot 500}{3{,}14\cdot 3\,000}=1{,}6\ \text{Nm},$$

avînd și

$$\Omega_0=314\ \text{rad/s}.$$

Cuplul de accelerare la pornirea utilajului va fi:

$$M_a=\tilde{M}-M_0=30{,}9-1{,}6=29{,}4\ \text{Nm}.$$

Momentul axial total de inerție, redus la arborele motorului este:

$$J = J_m + J_1 = 0{,}04 + 0{,}05 = 0{,}09 \text{ kgm}^2.$$

Timpul de pornire al utilajului poate fi calculat cu formula:

$$t_p = \frac{J\Omega_0}{M_a} = \frac{0{,}09 \cdot 3{,}14}{30{,}9} = 0{,}91 \text{ s.}$$

În cazul opririi libere (fără frînare electrică sau mecanică), aceasta are loc numai datorită cuplului de funcționare în gol; timpul corespunzător de oprire liberă este:

$$t_0 = \frac{J\,\Omega_0}{M_0} = \frac{0{,}09 \cdot 314}{1{,}6} = 17{,}8 \text{ s.}$$

Dacă frînarea s-ar face în regim de frînare propriu-zisă prin schimbarea polarității tensiunii la periile rotorului, timpul de frînare ar fi, cu un cuplu de frînare egal cu cel nominal,

$$t_{fpz} = \frac{J\,\Omega_0}{M_0 + M_N} = \frac{0{,}09 \cdot 314}{1{,}6 + 13{,}15} = 1{,}92 \text{ s.}$$

Timpul de pornire al motorului în gol (necuplat cu utilajul) se poate calcula mai puțin exact cu formula:

$$t_{p0} = \frac{J_m\,\Omega_0}{\tilde{M}} = \frac{0{,}04 \cdot 314}{30{,}9} = 0{,}4 \text{ s.}$$

4. Un motor de curent continuu tip CE 41N, de fabricație I.M.E.B., România, are următoarele date nominale: $U_N = 220$ V; $I_N = 19{,}75$ A: $P_N = 3{,}5$ kW; $n_N = 3\,000$ rot./min. Rezistențele înfășurărilor sale sînt: rotorică $R_a = 0{,}36\ \Omega$; a polilor auxiliari $R_{pa} = 0{,}205\ \Omega$; de excitație în derivație $R_d = 420\ \Omega$.

1° Ce viteză unghiulară are motorul pe caracteristica mecanică naturală, la un cuplu electromagnetic egal cu jumătate din cuplul electromagnetic nominal?

2° Care este valoarea rezistenței ce trebuie înseriată în circuitul rotoric, pentru ca la cuplul nominal viteza unghiulară să fie 2/3 din cea nominală?

Rezolvare. 1° Curentul rotoric nominal este:

$$I_{aN} = I_N - I_{eN} = I_N - \frac{U_N}{R_d} = 19{,}75 - \frac{220}{420} = 19{,}75 - 0{,}52 = 19{,}23 \text{ A.}$$

Neglijînd rezistența de trecere perii-colector, rezistența circuitului rotoric va fi:

$$R_A = R_a + R_{pa} = 0{,}36 + 0{,}205 = 0{,}565\ \Omega.$$

Viteza unghiulară nominală este:

$$\Omega_N = \frac{\pi n_N}{30} = \frac{3{,}14 \cdot 3\,000}{30} = 314 \text{ rad/s.}$$

Pentru mărimile nominale se pot scrie $\Omega_N = (U_N - R_a I_N)/c$, de unde

$$c = k\Phi = \frac{U_N - R_A I_{aN}}{\Omega_N} = \frac{200 - 0{,}565 \cdot 19{,}23}{314} = 0{,}676 \text{ Wb.}$$

Viteza unghiulară de funcționare în gol ideală este:

$$\Omega_0 = \frac{U_N}{c} = \frac{220}{0{,}676} = 326 \text{ rad/s.}$$

Cu aceste elemente calculate, putem trece la scrierea expresiei analitice a caracteristicii mecanice naturale a motorului:

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A M}{c^2} = 326 - \frac{0{,}565}{0{,}676^2} = 326 - 1{,}24\,M \text{ rad/s.}$$

Cuplul electromagnetic nominal este:

$$M_N = cI_{aN} = 0{,}676 \cdot 19{,}23 = 13 \text{ Nm}.$$

Viteza unghiulară, corespunzătoare cuplului $M_N/2$ pe caracteristica mecanică naturală, o putem determina imediat:

$$\Omega_1 = \Omega_0 - \frac{R_A M_N}{2c^2} = 326 - 1{,}24 \cdot 6{,}5 = 318 \text{ rad/s}.$$

Observăm că această viteză este foarte apropiată atît de viteza nominală, cît și de viteza de funcționare în gol ideală a motorului.

2° Ecuația analitică a caracteristicilor mecanice reostatice, obținute prin înserierea unei rezistențe R_s în circuitul rotoric, este:

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A + R_s}{c^2} M.$$

Făcînd aici $M = M_N$, $\Omega = \frac{2}{3}\Omega_N$, se obține rezistența R_s căutată:

$$R_s = \left(\Omega_0 - \frac{2}{3}\Omega_N\right)\frac{c^2}{M_N} - R_A = \left(326 - \frac{2 \cdot 314}{3}\right)\frac{0{,}676^2}{13} - 0{,}565 = 3{,}56\ \Omega.$$

5. Un motor de curent continuu cu excitație în derivație are următoarele date înscrise pe tăbliță sa indicatoare: $P_N = 11$ kW; $U_N = 220$ V; $I_N = 59$ A; $n_N = 3\,000$ rot/min.

Să se determine rezistența înfășurării rotorice R_a, rezistența înfășurării de excitație R_e și turația la mersul în gol ideal n_0.

Rezolvare. Puterea nominală absorbită de motor este $P_{1N} = U_N I_N = 220 \cdot 59 = 12\,980$ W = = 12,98 kW; puterea de pierderi totale nominale este:

$$p_N = P_{1N} - P_N = 12{,}98 - 11 = 1{,}98 \text{ kW}.$$

Apreciind că pierderile în excitație sînt:

$$p_e = \frac{p_N}{6} = 0{,}36 \text{ kW},$$

curentul nominal de excitație este:

$$I_{eN} = \frac{p_e}{U_N} = \frac{360}{220} = 3 \text{ A}.$$

Deci rezistența înfășurării de excitație este:

$$R_e = \frac{U_N}{I_{eN}} = \frac{220}{3} = 73{,}3\ \Omega.$$

curentul rotoric nominal este:

$$I_{aN} = I_N - I_{eN} = 59 - 3 = 56 \text{ A}.$$

Apreciind pierderile în cuplul rotoric egale cu $p_N/2$, se găsește

$$R_a \simeq \frac{1}{2}(1 - \eta_N) R_{aN}.$$

În cazul de față rezistența rotorică nominală este:

$$R_{aN} = \frac{U_N}{I_{aN}} = \frac{220}{56} = 3{,}93\ \Omega.$$

iar randamentul nominal:

$$\eta_N = \frac{P_N}{P_{1N}} = \frac{11}{12{,}98} = 0{,}845;$$

aşadar,

$$R_a \simeq 0{,}5(1-0{,}845)3{,}93 = 0{,}324\ \Omega.$$

Pentru determinarea turaţiei n_0 la mersul în gol ideal se calculează în prealabil mărimea constantă $c = k\Phi$ din egalitatea

$$c = \frac{U_N - R_a I_{aN}}{n_N} = \frac{220 - 0{,}324 \cdot 56}{3\,000} = 0{,}0673\ \frac{\text{V} \cdot \text{min}}{\text{rot}}$$

obţinînd

$$n_0 = \frac{U_N}{c} = \frac{220}{0{,}0673} = 3\,267\ \text{rot/min}.$$

6. Un motor de curent continuu cu excitaţie în serie are datele nominale: $U_N = 220$ V, $I_N = 300$ A, $n_N = 650$ rot/min; $R_a = 0{,}0533\ \Omega$. Ce rezistenţă R_s trebuie înseriată în circuitul motorului pentru ca la cuplul nominal, turaţia să scadă la $n_1 = 400$ rot/min?

Rezolvare. În serviciul nominal, viteza unghiulară este:

$$\Omega_N = \frac{U_N - R_a I_N}{k\Phi_N}.$$

La viteza unghiulară Ω_1, corespunzătoare rezistenţei R_s curentul trebuie să fie tot curentul nominal I_N, iar fluxul magnetic pe pol principal (abstracţie făcînd de reacţiunea indusului) trebuie să fie tot Φ_N. Prin urmare,

$$\Omega_1 = \frac{U_N - (R_a + R_s) I_N}{k\Phi_N}.$$

Rezultă:

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_N} = \frac{n_1}{n_N} = \frac{U_N - (R_a + R_s) I_N}{U_N - R_a I_N},$$

de unde se deduce rezistenţa căutată

$$R_s = \frac{n_N - n_1}{n_N} \left(\frac{U_N}{I_N} - R_a \right).$$

Cu datele numerice din problemă avem deci:

$$R_s = \frac{650 - 400}{650} \left(\frac{220}{300} - 0{,}0533 \right) = 0{,}385\ (0{,}733 - 0{,}0533) = 0{,}262\ \Omega.$$

CAPITOLUL IV

4. PORNIREA ŞI FRÎNAREA MOTOARELOR ELECTRICE

Motoarele electrice rotative pot porni şi sub sarcină, spre deosebire de motoarele cu ardere internă, avînd şi randamente nominale ridicate. În diferite regimuri de frînare electrică, maşinile electrice de acţionare permit oprirea rapidă a ansamblului maşină electrică-maşină de lucru, unele din aceste regimuri putînd fi recuperative. În afară de aceasta, motoarele electrice permit o schimbare simplă a sensului lor de rotaţie.

În condițiile tehnologiei moderne contemporane, nu este lipsită de interes menționarea faptului că utilizarea motoarelor electrice în diferite scheme de acționare permite reducerea la minimum a timpilor neproductivi de pornire, frînare și reversare.

4.1. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE

Alegerea procedeului de pornire a motoarelor asincrone trebuie să aibă loc cu respectarea anumitor factori legați de cerințele sistemului de acționare, de cele ale rețelelor uzinale de distribuție a energiei electrice, cît și de tipul constructiv al motorului. Se preferă o pornire lină, fără șocuri dinamice periculoase mai ales elementelor transmisiei. Cuplul electromagnetic al motorului este necesar să asigure accelerarea rapidă, în anumite limite, a sistemului de acționare; curentul de pornire nu trebuie să conducă la suprasolicitări termice, mai ales ale înfășurărilor motorului.

Procedeele de pornire diferă după tipul constructiv al rotorului, bobinat sau în scurtcircuit. În alegerea uneia sau a alteia dintre metodele de pornire vom avea în vedere și considerentele de ordin economic.

Dacă la motoarele de curent continuu cuplurile electromagnetice maxime sînt limitate de către comutație în cursul pornirii, la motoarele asincrone apar ca esențiale încălzirea, datorită curenților mari din zona cuprinsă pentru alunecare între unitate și alunecarea critică, precum și solicitările electrodinamice dintre capetele de bobine. Este adevărat că acestea din urmă sînt bine suportate, în general, de motoarele moderne.

Deși toate procedeele de pornire a motoarelor asincrone în scurtcircuit pot fi aplicate și celor cu rotorul bobinat, acestea din urmă se pornesc aproape în exclusivitate cu reostat în circuitul rotoric, datorită realizării unui cuplu mare la pornire.

4.1.1. Pornirea directă

Acest procedeu de pornire conduce la schemele cele mai simple și mai sigure în exploatare, el constînd în aplicarea simultană în stator a tensiunilor nominale pe fază. Curentul de pornire I_p coincide cu curentul de scurtcircuit la tensiunea nominală, fiind relativ ridicat. La motoarele cu colivie simplă în rotor, de puteri pînă la circa 110 kW, avem $I_p=(5...7{,}5)I_N$. În tabelul 4—1 s-au dat curentul și cuplul de pornire relativi, în situația pornirii directe a unor motoare asincrone.

TABELUL 4—1

Curentul relativ I_{2*} și cuplul de pornire relativ M_{p*} la pornirea directă a unor motoare asincrone (valori orientative)

Putere nominală [kW]	1...5,5	7...30	30...40	40...100
$I_{2*}=\frac{I_2}{I_{2N}}$	7,2	7,2	6,5	6,5
$M_{p*}=\frac{M_p}{M_N}$	1,6	1,2	1,1	0.9

După cîte se ştie, curentul mare preluat din reţea produce importante căderi de tensiune în reţeaua de alimentare, care pot deranja şi alţi consumatori, mai ales iluminatul electric din reţelele mixte. Sînt de asemenea solicitate aparatele electrice de conectare şi măsurare.

Pornirea directă este bruscă şi rapidă, cu şocuri dinamice ridicate în elementele cinematice ale transmisiei. Dezavantajele descrise care acompaniază pornirea directă a motorului asincron, practicată în exclusivitate la motorul cu rotorul în colivie, nu se acceptă în general, în reţelele energetice relativ slabe, decît la puteri nominale mici. În cazuri speciale, în care se pretinde însă acordul întreprinderii furnizoare de energie electrică, se permite şi pornirea directă a motoarelor asincrone de puteri nominale mai mari. Puterea nominală a celui mai mare motor asincron pornit direct nu trebuie să depăşească 20% din puterea nominală a transformatorului care alimentează reţeaua de alimentare.

Pornirea directă a motorului asincron în scurtcircuit se întîlneşte la acţionarea a numeroase maşini-unelte, polizoare, ventilatoare.

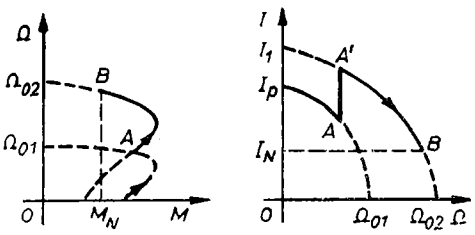


Fig. 4—1. Pornirea directă a unui motor asincron cu două viteze sincrone ($\Omega_{02}=2\Omega_{01}$):

a — caracteristicile mecanice parcurse (linie plină); *b* — curentul statoric efectiv pe fază, în funcţie de viteza unghiulară.

Dacă motorul asincron posedă constructiv un număr de poli ce poate fi modificat (cele mai frecvente sînt aşa-zisele motoare cu două viteze, fabricate şi la Întreprinderea „Electroprecizia" Săcele) şi se porneşte direct, iniţial pornirea se efectuează cu numărul de poli mai mare. Cînd viteza unghiulară a motorului s-a apropiat mult de prima viteză de sincronism Ω_{01}, punctul de funcţionare ajungînd în *A* pe porţiunea stabilă de funcţionare a caracteristicii mecanice a motorului (fig. 4—1, *a*), înfăşurarea statorică se comută pe numărul mai redus de poli, continuîndu-se accelerarea motorului pînă la viteza unghiulară de regim staţionar Ω_s. Punctul de funcţionare va ajunge în *B*. Procedînd de această manieră se reduce curentul mediu pătratic în cursul pornirii (fig. 4—1, *b*), deci şi solicitarea termică. În acelaşi timp, valoarea medie a cuplului electromagnetic în timpul pornirii este mai ridicată decît dacă pornirea ar fi realizată direct, pe caracteristica mecanică corespunzătoare vitezei de sincronism mai mari.

În figura 4—2, *a*, este redată o schemă de comandă automată a pornirii directe unidirecţionale a unui motor trifazat asincron în scurtcircuit. Închiderea întreruptorului tripolar *a1* pregăteşte schema de funcţionare. La apăsarea butonului normal deschis (n.d.) *b1*, bobina contactorului *c* primeşte alimentare şi se închid contactele sale principale n.d. din circuitul *1*; înfăşurarea trifazată statorică a motorului asincron *m* este conectată la reţea. Simultan se închide contactul auxiliar n.d. *c* din circuitul *3*, asigurîndu-se automenţinerea alimentării bobinei contactorului *c* după terminarea apăsării pe acest buton. Motorul se opreşte apăsînd pe butonul n.d. *b2*, în orice moment dorit, schema revenind în situaţia iniţială. Releele electromagnetice *e2* de curent maximal şi releele termice *e3* protejează motorul împotriva scurtcircuitelor, respectiv împotriva suprasarcinilor moderate (5 ... 20%), dar de lungă durată.

Sensul de rotaţie al motorului *m* din figura 4—2, *a* este determinat de succesiunea fazelor statorice, respectiv a reţelei trifazate de alimentare; aceasta fiind invariabilă în timp, motorul va funcţiona în consecinţă numai într-un singur sens de rotaţie.

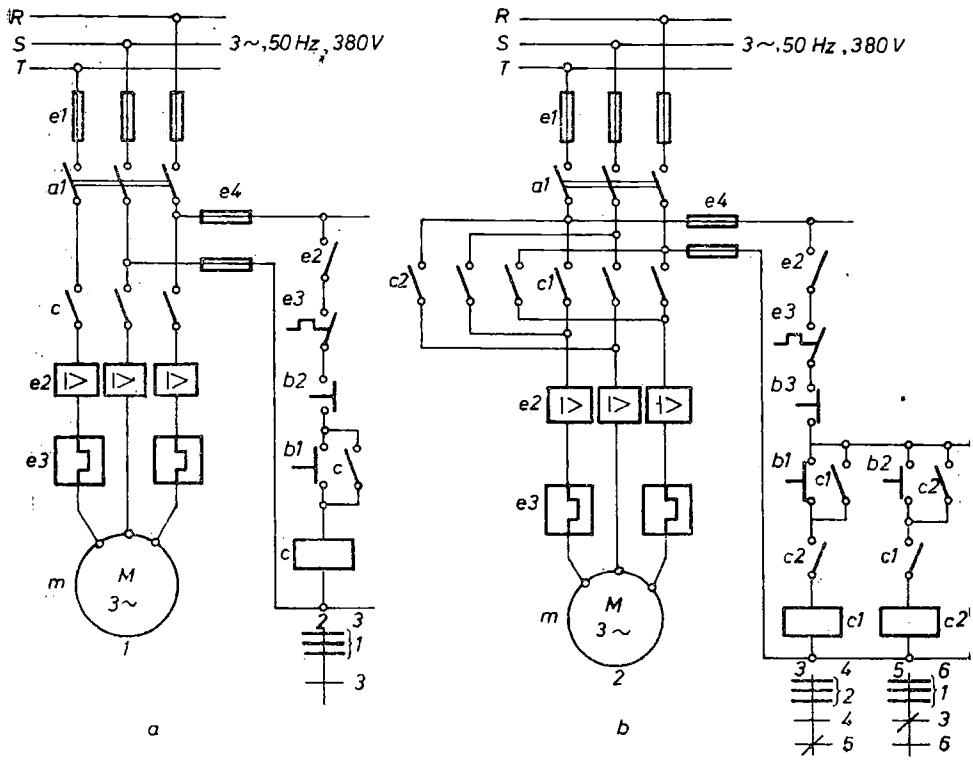


Fig. 4—2. Comanda automată a pornirii directe a motorului asincron în scurtcircuit:
a — unidirecțională; *b* — bidirecțională.

În figura 4—2, *b*, este prezentată schema de comandă automată a pornirii directe a motorului asincron în scurtcircuit, denumită bidirecțională datorită faptului că permite pornirea în ambele sensuri ale motorului. Pentru aceasta, folosind contactorul suplimentar *c2*, se inversează succesiunea fazelor statorice. Apar de asemenea contactele normal închise (n.î.) de blocare *c1* (circuitul *5*) și *c2* (circuitul *3*), care asigură evitarea unor comenzi greșite (dacă ar fi alimentate simultan bobinele contactoarelor *c1* și *c2*, în lipsa contactelor n.î. de blocare, s-ar scurtcircuita rețeaua de alimentare).

Necesitatea mai multor puncte de comandă, amplasate în locuri diferite, se rezolvă conectînd toate butoanele de oprire n.î. în serie și toate butoanele de pornire n.d. în paralel. În practică se cuprind într-o aceeași carcasă de masă plastică un buton de pornire (negru) și unul de oprire (roșu).

4.1.2. Pornirea indirectă

Se realizează, după cîte se știe de la cursul de mașini electrice, folosind pornirea stea-triunghi, pornirea cu autotransformator sau cu impedanțe suplimentare înseriate în circuitul statorului. La motoarele cu rotorul bobinat se recurge în exclusivitate la pornirea cu reostat în circuitul rotorului, simetric sau asimetric.

4.1.2.1. Pornirea stea-triunghi

După cîte se ştie, această metodă de pornire indirectă se poate aplica numai motoarelor asincrone trifazate ale căror înfăşurări de fază statorice au accesibile toate bornele de început şi de sfîrşit (deci şase în total), care posedă o tensiune nominală statorică de fază egală cu tensiunea de linie a reţelei trifazate de alimentare.

În reţeaua trifazată de distribuţie de j.t. din Europa (220/380 V), vor putea fi pornite cu acest procedeu motoarele asincrone care vor avea menţionate pe tăbliţa indicatoare 380/660 V. Motoarele care posedă inscripţia 220/380 V nu pot fi pornite în stea-triunghi, deoarece tensiunea statorică nominală pe fază este de 220 V şi nu de 380 V, cît ar fi tensiunea ce s-ar aplica pe fază la conexiunea în triunghi a înfăşurării statorului. Motorul în cauză s-ar arde foarte repede, dată fiind aplicarea unei tensiuni cu 73% mai mare faţă de tensiunea nominală de fază.

Procedeul de pornire denumit stea-triunghi consistă în aplicarea tensiunilor nominale înfăşurării trifazate statorice, conectată iniţial în stea. La atingerea unei viteze de rotaţie de circa 90 ... 95% din cea de sincronism, înfăşurarea trifazată statorică se comută în triunghi. Comutarea poate avea loc manual (fig. 4—3, *a*), folosindu-se comutatoare stea-triunghi sau controlere, cît şi automat, în care caz se folosesc contactoare şi relee de timp (fig. 4—4). La noi în ţară se fabrică comutatoare stea-triunghi manuale şi automate, de curenţi nominali de 25,63, 100, 200 A, în ulei sau aer, cu maximum 30 conectări pe oră.

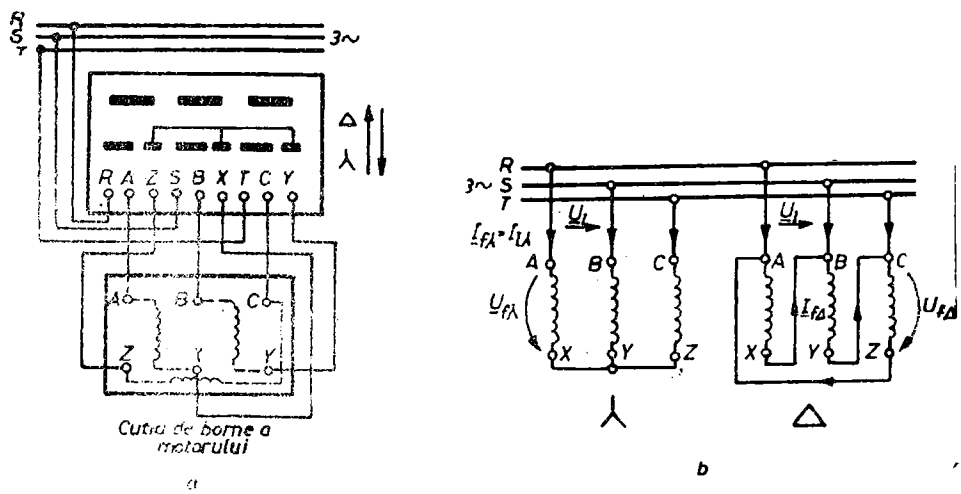


Fig. 4—3. Pornirea stea-triunghi:

a—cu comutator manual stea-triunghi; *b*—schemele electrice statorice, corespunzătoare conexiunilor în stea (λ) şi triunghi (Δ).

Neglijînd influenţa saturaţiei magnetice a circuitului magnetic asupra reactanţelor de dispersie, curentul se micşorează la pornirea în stea de trei ori faţă de curentul din cazul pornirii directe cu înfăşurarea statorică conectată în triunghi. Cu notaţiile din figura 4—3, *b*, curentul efectiv de linie de regim permanent, în situaţia unei conexiuni statorice în stea, are expresia

$$I_{l\lambda} = I_{f\lambda} = \frac{U_{f\lambda}}{Z_f} = \frac{U_l}{\sqrt{3}Z_f}.$$

La conexiunea în triunghi, curentul de linie absorbit este

$$I_{l\Delta} = \sqrt{3}\, I_{f\Delta} = \sqrt{3}\frac{U_{f\Delta}}{Z_f} = \sqrt{3}\,\frac{U_l}{Z_f},$$

verificîndu-se că

$$\frac{I_{l\curlywedge}}{I_{l\Delta}} = \frac{1}{3}. \qquad (4-1)$$

În relaţiile anterioare Z_f semnifică impedanţa echivalentă pe fază a motorului. Din cauza saturaţiei magnetice, raportul $I_{l\curlywedge}/I_{l\Delta}$ poate lua în realitate valori cuprinse între 1/3 ... 1/4.

Tensiunile de fază scăzînd de $\sqrt{3}$ ori la legarea în stea, cuplul electromagnetic de pornire scade de trei ori faţă de cel corespunzător pornirii directe cu înfăşurarea statorică conectată în triunghi (se ştie că acest cuplu este proporţional cu pătratul tensiunii statorice de fază). Inconvenientul menţionat limitează aplicarea pornirii stea-triunghi numai acolo unde pornirea se face în gol sau cu un cuplu static rezistent redus, excluzîndu-se pornirile în plină sarcină cu acest procedeu.

În figura 4—4 s-a trasat schema de comandă automată a pornirii stea-triunghi. Funcţionarea sa este următoarea: prin *b2* primesc tensiune bobinele contactorului *c1* şi a releului de timp *d1*. Motorul va avea deci înfăşurarea

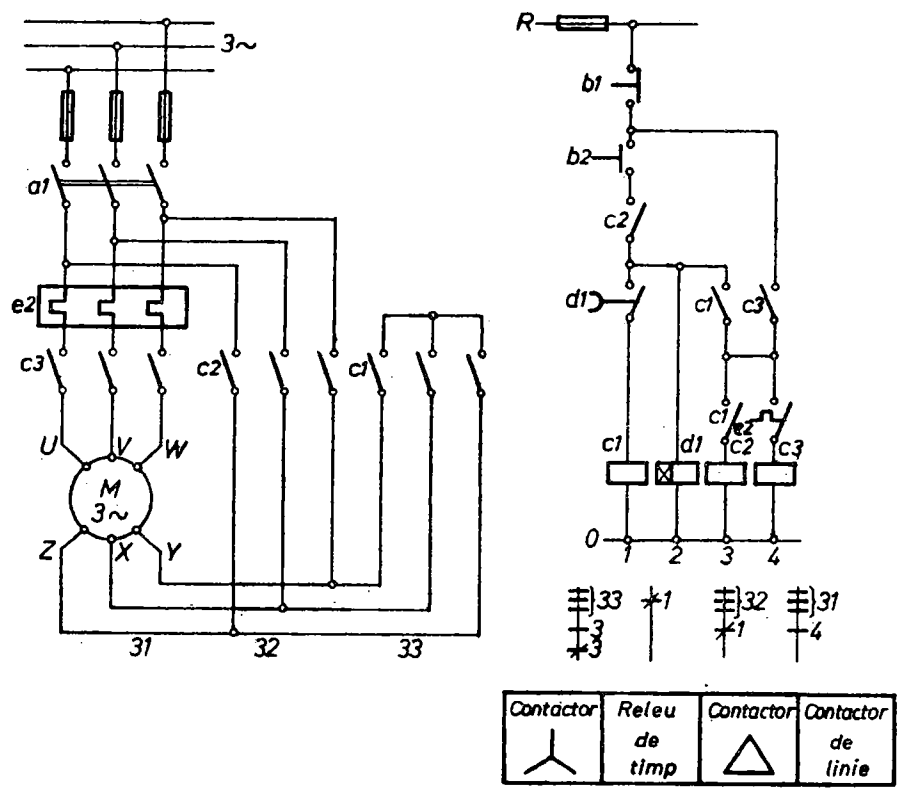


Fig. 4—4. Comanda automată a pornirii stea-triunghi a motorului asincron în scurt circuit.

legată în stea (*a1* fiind în prealabil închis). Prin închiderea contactului n.d. *c1* din circuitul *3* se alimentează bobina contactorului *c3* şi prin aceasta şi motorul. Contactul n.î. *c3* din circuitul *4* face automenţinerea alimentării bobinei contactorului *c3*. După expirarea timpului reglat, bobina *c1* pierde alimentarea datorită deschiderii contactului n.î. cu temporizare la deschidere *d1* din circuitul *1*. Se deschid contactele principale ale lui *c1* din circuitul *33* şi se închide contactul n.î. *c1* din circuitul *3*. Primind alimentare bobina *c2* din circuitul *3*, se închid contactele n.d. *c2* din circuitul *32*; motorul va fi conectat în triunghi, rămînînd să funcţioneze cu această conexiune în stator.

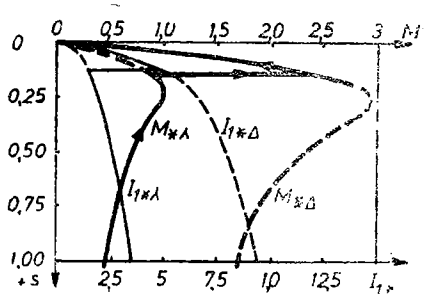


Fig. 4—5. Variaţia cuplului electromagnetic relativ $M_*=M/M_N$ şi a curentului statoric relativ $I_{1*}=I_1/I_{1N}$, în cursul pornirii stea-triunghi, în funcţie de alunecare, la un anumit motor asincron trifazat în scurtcircuit.

Bobina *d1* a releului de timp îşi pierde alimentarea datorită contactului n.î. *c2* din circuitul *1*.

La comutarea în triunghi au loc salturi de curent şi cuplu, motorul trecînd pe altă caracteristică mecanică de funcţionare (fig. 4—5). Nerespectarea atingerii vitezei de rotaţie de circa 90 ... 95% din viteza de sincronism, la trecerea din conexiunea stea în triunghi, face să apară salturi de curent şi de cuplu apropiate de cele realizate la pornirea directă în triunghi, ceea ce anulează avantajele specifice acestui procedeu de pornire.

Dacă după efectuarea pornirii stea-triunghi apar sarcini reduse în funcţionarea motorului, mai mici de 1/3 din valoarea nominală, statorul poate fi comutat din nou în stea. În acest mod scade curentul absorbit, factorul de putere şi randamentul îmbunătăţindu-se; se realizează astfel reducerea pierderilor de energie.

Pornirea stea-triunghi se utilizează la motoarele asincrone în scurtcircuit de putere nominală mică, de regulă 3 ... 10 kW, 220 V pe fază statorică, 5,5 ... ... 14 kW, 380 V pe fază statorică. Acest procedeu se poate aplica şi la motoare mai mari, cu acordul întreprinderii furnizoare de energie electrică.

4.1.2.2. Pornirea cu autotransformator

Pornirea cu autotransformator trifazat coborîtor permite iniţial alimentarea înfăşurării statorice a motorului asincron cu tensiuni şi mai scăzute decît raportul $1/\sqrt{3}$, realizat la pornirea stea-triunghi. Conexiunea statorică folosită în statorul motorului poate fi atît în stea, cît şi în triunghi, corespunzătoare tensiunii de linie a reţelei de alimentare.

Pornirea cu autotransformator va avea loc în felul următor, dacă se foloseşte o singură treaptă de tensiune redusă: contactele normal deschise *c1* şi *c2* sînt iniţial deschise, ca şi întreruptorul tripolar *a* (fig. 4—6). Motorul porneşte cu tensiunea redusă $U_r<U_{1N}$. Cînd motorul s-a accelerat suficient, pînă aproape de viteza de sincronism, se desface punctul neutru al stelei autotransformatorului *m2*, închizîndu-se apoi contactele *c1*. Pentru aceste modificări de conexiuni se pot întrebuinţa controlere; schema este susceptibilă de automatizare, utilizînd contactoare şi relee de timp.

Dacă $k = U_{1N}/U_r > 1$, *curentul de pornire de linie se micşorează de* k^2 ori, *ca şi cuplul de pornire*, faţă de valorile lor corespunzătoare pornirii directe cu tensiunile nominale în stator:

$$I_p = \frac{I_{pd}}{k^2}; \quad M_p = \frac{M_{pd}}{k^2}. \qquad (4-2)$$

Explicaţia este următoarea: reducînd de k ori tensiunea de alimentare, curentul în stator va fi de k ori mai mic. Dar $k = U_{1N}/U_r$ este practic raportul de transformare al autotransformatorului. Din acest motiv curentul de alimentare al acestuia va mai scădea de k ori, devenind deci de k^2 ori mai mic faţă de pornirea directă. Scăderea de k^2 a cuplului de pornire se explică imediat, prin aplicarea unei tensiuni pe fază în statorul motorului de k ori mai mică decît tensiunea nominală corespunzătoare.

În practică, pentru motoare de putere medie este suficient ca tensiunea redusă U_r să aibă o singură valoare, $(0{,}5 \ldots 0{,}7)U_{1N}$. Autotransformatoarele de pornire cu o singură treaptă de reducere a tensiunii sînt construite frecvent cu o schemă în V (fig. 4—7), pentru reducerea preţului lor de cost.

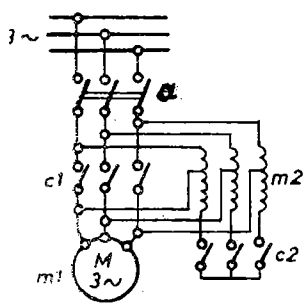


Fig. 4—6. Pornirea motorului asincron trifazat în scurtcircuit cu autotransformator trifazat.

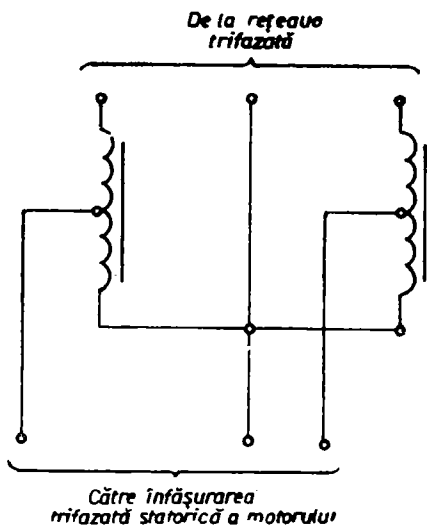


Fig. 4—7. Schema electrică a unui autotransformator de pornire în V.

Deoarece preţul de cost al pupitrului de comandă, însumat cu cel al transformatorului, este mai mare decît preţul unui motor asincron de mică putere, acest procedeu de pornire se recomandă la motoare avînd puteri nominale medii, de peste 100 kW. Reţinem că autotransformatorul permite utilizarea motoarelor în scurtcircuit, mai ieftine şi mai robuste, în locul celor cu inele. Pierderile la pornirea cu autotransformator sînt de asemenea mai reduse, comparativ cu cele de la pornirea directă.

Dezavantajul principal al pornirii cu autotransformator rezidă în scăderea cuplului de pornire, ca şi la celelalte metode de pornire indirectă. Din această cauză, acest procedeu de pornire se va aplica la pornirea în gol a motorului sau cu o sarcină foarte redusă.

În R. S. România se construiesc autotransformatoare trifazate cu puteri nominale între 40 ... 1 000 kVA; cele de puteri mici se construiesc la I. M. E. București, iar restul la Electroputere Craiova. Rapoartele uzuale de transformare sînt $k=1{,}55$ și 1,59. Pentru $k=1{,}59$ cuplul și curentul de pornire scad de $1{,}59^2$ ori, adică la aproximativ 0,4 ori față de valorile realizate la pornirea directă.

4.1.2.3. Alte procedee de pornire a motoarelor asincrone în scurtcircuit

Uneori se mai recurge și la alte procedee de pornire indirectă a motoarelor asincrone cu colivie de veveriță în rotor. Dintre acestea se pot enumera: înserierea simetrică sau asimetrică pe liniile de alimentare statorică a unor bobine de reactanță sau a unor rezistoare, folosirea unei frecvențe de alimentare crescătoare, utilizarea constructivă de saturistoare în rotor ș.a. Cu excepția ultimei metode, toate celelalte afectează descrescător cuplul de pornire, simultan cu limitarea curentului de pornire. În anumite cazuri motoarele asincrone se pornesc în triunghi deschis în stator, ceea ce corespunde de fapt introducerii unei rezistențe infinite pe una din faze.

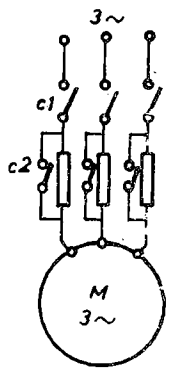


Fig. 4—8. Pornirea motorului asincron în scurtcircuit, cu rezistoare în circuitul statoric (conexiunea în stator poate fi oarecare).

Prin înserierea simetrică a unor bobine de reactanță sau a unor rezistoare pe liniile de alimentare statorică (fig. 4—8) se realizează la pornire o cădere de tensiune pe aceste elemente de circuit, încît tensiunile de alimentare a motorului în stator devin inferioare celor nominale. La început se închid contactele de linie normal deschise *c1*, apoi cele de accelerare *c2*, ultimele după ce viteza de rotație a motorului a atins o valoare apropiată de cea nominală.

Raportul dintre cuplul de pornire dezvoltat de motor M_p, raportat la cuplul de pornire directă M_{pd}, va fi (observînd schema echivalentă pe fază a motorului),

$$\frac{M_p}{M_{pd}}=\frac{R_k^2+X_k^2}{(R_{s1}+R_k)^2+X_k^2}, \qquad (4-3)$$

cu $R_k=R_1+R_2'$; $X_k=X_{\sigma 12}+X_k'$, notațiile fiind cele consacrate. Din schema echivalentă simplificată pe fază a motorului asincron — fără ramura transversală — se deduce că curentul de pornire I_p, raportat la curentul corespunzător pornirii directe I_{pd}, este

$$a=\frac{I_p}{I_{pd}}=\sqrt{\frac{R_k^2+X_k^2}{(R_{s1}+R_k)^2+X_k^2}}<1. \qquad (4-4)$$

Relația precedentă arată că micșorarea de a ori a curentului scade de a^2 ori cuplul de pornire și deci metoda se va utiliza acolo unde mașina de lucru acționată pornește în gol sau cu sarcină mică. Impunînd o anumită valoare subunitară pentru a, se poate calcula rezistența R_{s1}, care trebuie să fie înseriată pe fiecare linie de alimentare statorică.

În anumite circumstanțe se poate utiliza doar un singur rezistor, înseriat pe o singură linie de alimentare statorică (montajul Kusa).

În mod similar se pot utiliza bobine de reactanţă în locul rezistoarelor, înseriate în liniile de alimentare, mai ales la motoarele mari, alimentate cu tensiuni ridicate în stator. În acest mod se elimină o serie de dificultăţi legate de asigurarea unei izolaţii trainice a rezistoarelor.

O metodă relativ modernă referitoare la pornirea motoarelor în scurtcircuit apelează la înserierea pe fiecare linie de alimentare statorică a unui rezistor cu lichid, cu comportare neliniară, de rezistenţă termovariabilă.

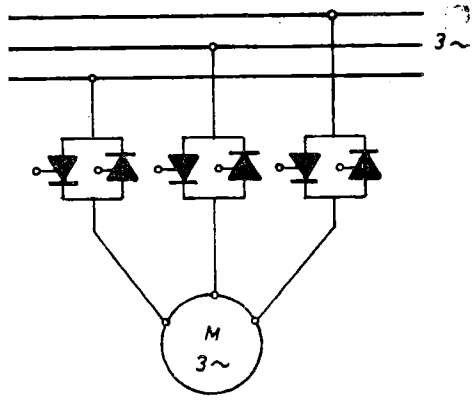


Fig. 4—9. Pornirea motorului asincron trifazat în scurtcircuit cu un montaj antiductor.

Pornirea motorului asincron în scurtcircuit mai poate fi realizată şi cu ajutorul a cîte două tiristoare montate paralel în opoziţie în fazele motorului (fig. 4—9). Modificînd unghiul de comandă a tiristoarelor se poate regla valoarea tensiunii de alimentare; curentul poate trece în ambele sensuri, dacă tiristoarele de un sens sînt comandate în alternanţa pozitivă. În general, acest procedeu de pornire este asociat cu un sistem de reglare a turaţiei în circuit închis, pentru a se putea folosi eficient calitatea de întreruptor static al tiristoarelor.

În figura 4—10 se redă schema de comandă automată în funcţie de timp a unui motor asincron în scurtcircuit de putere medie. Întreruptorul tripolar *a1* fiind închis, apăsarea butonului *b1* produce alimentarea bobinei contactorului de reţea *c1* (circuitul *1*), deci pornirea motorului prin rezistoarele *r* şi contactul său de automenţinere. Contactul *c1* din circuitul *3* alimentează şi bobina releului de timp *d*; după temporizarea reglată, se închide contactul său *d* din circuitul *4* şi astfel contactorul *c2* scurtcircuitează rezistoarele de pornire *r*.

4.1.3. Particularităţile pornirii motoarelor asincrone cu rotorul bobinat

Procedeele de pornire indirectă a motorului asincron în scurtcircuit posedă marele inconvenient comun al reducerii cuplului de pornire simultan cu reducerea curentului de pornire. Din această cauză aceste procedee sînt improprii pornirilor în plină sarcină, deci pornirilor grele. Motorul asincron cu rotorul bobinat sau cu inele se porneşte intervenindu-se în circuitul lui rotoric, obţinîndu-se cupluri de pornire de valori ridicate şi cu curenţi de pornire moderaţi. *Motorul asincron cu inele este prin urmare adecvat pornirilor grele.*

Pornirea acestui motor se rezumă la modificarea impedanţei pe fază în rotor, modificare efectuată simetric sau nu pe fazele rotorice. Cea mai răspîndită este *pornirea cu reostat* (trifazat la motorul trifazat), înseriat în circuitul rotoric şi mai rar pornirea cu bobine de reactanţă în rotor. Există şi scheme de pornire combinate, la care se folosesc în rotor simultan bobine de reactanţă şi rezistoare, primele putînd fi înfăşurările de lucru ale unor amplificatoare magnetice. Dată fiind răspîndirea redusă a acestora din urmă, nu se intră aici în detalii.

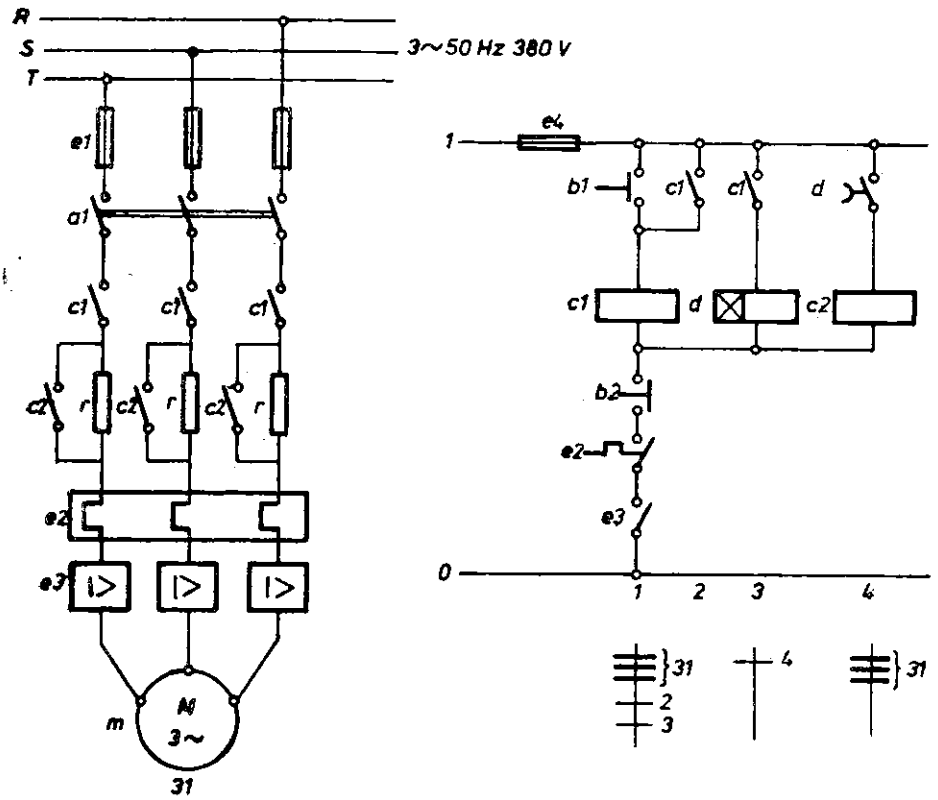


Fig. 4—10. Comanda automată a pornirii în funcție de timp a motorului asincron în scurt circuit de putere medie.

Reostatele de pornire sînt denumite *simetrice*, dacă scurtcircuitarea diferitelor trepte de rezistență se efectuează în același moment pe toate fazele rotorice; la aceste reostate rezistența totală pe faza rotorică este aceeași simultan. Treptele de rezistență a reostatului au de asemenea valori egale pe diferitele faze rotorice. Dacă scurtcircuitarea diferitelor trepte de rezistență are loc succesiv și nu în același timp, reostatele de pornire sînt *asimetrice*. Acestea prezintă unele avantaje legate de gabaritul mai mic și de costul lor mai redus, dar nu pot fi oricînd utilizate, datorită gradului de asimetrie introdus, care poate modifica defavorabil forma caracteristicii mecanice a motorului în cursul pornirii.

Reostatele rotorice simetrice de pornire se conectează în general în stea simplă, la motoarele asincrone cu inele avînd puteri nominale mici pînă la mari și curent nominal pe fază pînă la circa 900 A (fig. 4—11, *a*, *b*, *c*), unde scurtcircuitarea treptelor de rezistență r_1, r_2, ... se face prin contactele normal deschise ale unor contactoare. Pentru curenți rotorici mai mari se utilizează reostate simetrice de pornire legate în stea dublă.

Schema cea mai economică este cea din figura 4—11, *a*, aceasta prezentînd numărul minim de contacte necesare; cea mai sigură în exploatare este însă schema din figura 4—11, *c*, care pretinde un număr de contacte cu 50% mai mare. Schema din figura 4—11, *b* se aplică rar, la tensiuni rotorice ridicate.

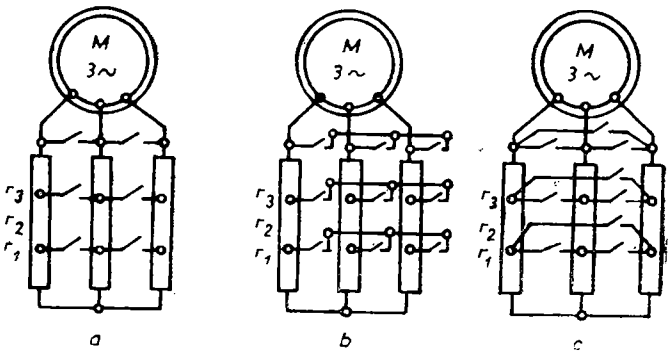


Fig. 4—11. Scheme electrice ale reostatelor rotorice în trepte, utilizate la pornirea motoarelor asincrone cu inele.

Calculul reostatului simetric de pornire. În cele ce urmează ne vom referi numai la calculul acestui tip de reostat, calculul reostatelor asimetrice, descris în diferite manuale, reducîndu-se în final tot la calculul unui reostat simetric.

Contrar celor ce se întîmplă la pornirea directă a motorului în scurtcircuit, pierderile rotorice Joule de la pornire se repartizează în majoritate în reostatul de pornire, scăzînd deci substanțial solicitarea termică a înfășurărilor rotorice din cursul pornirii. Din acest motiv, *pornirea cu reostat în circuitul rotoric al motorului asincron cu rotorul bobinat este adecvată sistemelor de acționare cu cuplu de sarcină și moment de inerție mari în timpul pornirii.*

Pentru grăbirea procesului de pornire, cuplul electromagnetic al motorului este făcut să varieze între două limite, una maximă M_1 (cuplul de vîrf) și una minimă M_2 (cuplul de comutare); ambele cupluri depășesc cuplul nominal al motorului. În general $M_1 \leqslant 0{,}85\, M_{cm}$, fiind deci de maximum 85% din cuplul critic în regim de motor, pentru preîntîmpinarea eventualității unei scăderi incidentale a tensiunii de alimentare. Corespunzător cuplurilor M_1, M_2, curenții statorici relativi sînt $I_{1*} = I_1/I_{1N} = 1{,}5 \ldots 2{,}3$ și $I_{2*} = 1{,}05 \ldots 1{,}3$.

Calculul la încălzire a reostatului de pornire se face cu curentul de pornire mediu geometric $I_{pg} = \sqrt{I_1 I_2}$; acest calcul este de domeniul aparatelor electrice și nu va fi abordat aici. Reostatele se dimensionează pentru porniri în plină sarcină și la jumătate de sarcină.

La reostatul de pornire trebuie să se determine numărul total de trepte de rezistență z, ca și valorile treptelor de rezistență $r_k (k = 1,2, \ldots, z)$. În aceasta constă, din punctul de vedere al aceluia care proiectează sisteme de acționare electrică, dimensionarea reostatului.

Numărul de trepte ale reostatului depinde de puterea nominală a motorului, ca și de diferența $M_1 - M_2$ admisă. Orientativ, la un motor de 5,5 kW se recomandă mînimum trei trepte pe fază, iar la un motor de 110 kW minimum șapte trepte.

În planul caracteristicilor mecanice reostatice, punctul inițial de funcționare al motorului este *a* (fig. 4—12). Cînd cuplul, după începerea învîrtirii motorului, s-a micșorat devenind M_2, punctul de funcționare ajungînd în *b*, are loc scurtcircuitarea primei trepte de rezistență r_1. Cum scurtcircuitarea se produce practic instantaneu, punctul de funcționare trece la aceeași viteză atinsă Ω_1, în punctul *c*, după care se repetă accelerarea motorului.

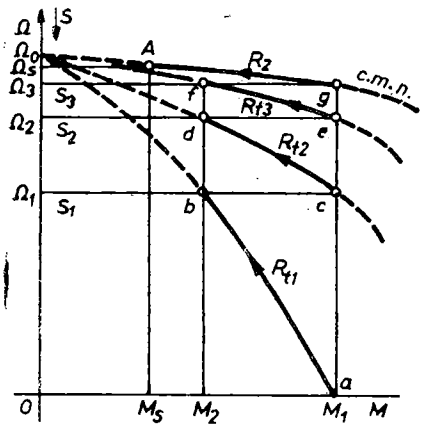


Fig. 4—12. Variația cuplului electromagnetic al motorului asincron trifazat cu inele, în planul caracteristicilor mecanice reostatice, în cursul pornirii cu reostat simetric cu trei trepte de rezistență rotorică (schema electrică a reostatului în figura 4—11, *a*).

În situația a numai trei trepte de rezistență, în punctul *f* are loc scurtcircuitarea ultimei trepte de rezistență. Punctul de funcționare trece în *g* pe caracteristica mecanică naturală, de unde ajunge în final în punctul *A*, corespunzător funcționării motorului în regim stabilizat, cînd motorul dezvoltă cuplul $M_s < M_2$.

Dintre multiplele metode de calcul cunoscute, prezentăm o metodă analitică aproximativă de dimensionare a reostatului de pornire. Principiul metodei se bazează pe faptul că în general, cu notațiile consacrate, R_1, $X_k \ll R_t'/s$, R_t' reprezentînd rezistența totală pe fază rotorică, raportată la stator. Cuplul electromagnetic al motorului trifazat asincron devine aproximativ, în aceste condiții,

$$m \simeq \frac{3U_1^2 s}{\Omega_0 R_t'}. \qquad (4-5)$$

Relația de mai sus arată că *pentru un același cuplu electromagnetic în decursul pornirii motorului asincron, rezistențele totale rotorice pe fază* R_t *sînt aproximativ proporționale cu alunecările s ale motorului*. Din figura 4—12 se va putea scrie pentru cuplul $m = M_1$:

$$\frac{R_{t1}}{1} = \frac{R_{t2}}{s_1} = \frac{R_{t3}}{s_2} = \ldots = \frac{R_{tq}}{s_{q-1}} = \ldots = \frac{R_{tz}}{s_{z-1}} = \frac{R_2}{s_z}.$$

Aici R_{tq} este rezistența totală pe fază rotorică pe treapta q de rezistență; am presupus, pentru generalitate, că există z trepte de rezistență și că alunecarea corespunzătoare pe caracteristica mecanica naturală cuplului maxim M_1 în timpul pornirii este s_z.

În mod analog se va putea scrie pentru cuplul $m = M_2$:

$$\frac{R_{t1}}{s_1} = \frac{R_{t2}}{s_2} = \ldots = \frac{R_{tq}}{s_q} = \ldots = \frac{R_{tz}}{s_z} = \frac{R_2}{s_{z+1}};$$

aici s_{z+1} este alunecarea de caracteristica mecanică naturală corespunzătoare cuplului de comutație M_2, cînd rezistența rotorică pe fază coincide cu rezistența înfășurării rotorice de fază R_2 (în care se înglobează rezistența de trecere perie — inel de contact, de obicei neglijabil).

Introducînd raportul

$$\gamma = \frac{M_1}{M_2}, \qquad (4-6)$$

din ambele șiruri de rapoarte egale scrise anterior rezultă:

$$\frac{R_{t1}}{R_{t2}} = \frac{1}{s_1} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{R_{t2}}{R_{t3}} = \frac{s_2}{s_3} = \frac{s_3}{s_4} = \ldots = \frac{R_{tz}}{R_2} = \frac{s_z}{s_{z+1}} = \gamma,$$

de unde

$$\frac{R_{t1}}{R_{t2}} = \frac{R_{t2}}{R_{t3}} = \ldots = \frac{R_{tz-1}}{R_{tz}} = \frac{R_{tz}}{R_2} = \gamma.$$

Înmulțirea între ele a celor z rapoarte egale imediat anterioare dă rezultatul

$$\gamma^z = \frac{R_{t1}}{R_2}. \tag{4—7}$$

Se mai pot extrage rapoartele egale

$$\frac{1}{s_1} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{s_2}{s_3} = \ldots = \frac{s_{z-1}}{s_z} = \frac{s_z}{s_{z+1}} = \gamma,$$

de unde

$$s_2 = s_1^2; \quad s_3 = s_1^3; \ldots; \quad s_z = s_1^z.$$

Ultima egalitate furnizează numărul căutat de trepte z,

$$z = \frac{\log s_z}{\log s_1}. \tag{4—8}$$

Avînd $s_1 = s_{z+1}/s_z$, egalitatea anterioară poate fi transformată în

$$z = \frac{\log s_z}{\log s_{z+1} - \log s_z}. \tag{4—8'}$$

Astfel scris, rezultatul (4—8') arată că numărul de trepte z al reostatului de pornire este funcție numai de alunecările s_z și s_{z+1} de pe caracteristica mecanică naturală a motorului, alunecări corespunzătoare cuplurilor de vîrf M_1, respectiv de comutare M_2.

Este ușor de văzut că treptele de rezistență vor putea fi calculate după cum urmează:

$$\begin{aligned} r_z &= R_2(\gamma - 1); \\ r_{z-1} &= R_2(\gamma - 1)\gamma; \\ r_{z-2} &= R_2(\gamma - 1)\gamma^2; \\ &\vdots \\ r_1 &= R_2(\gamma - 1)\gamma^{z-1}. \end{aligned} \tag{4—9}$$

Relațiile (4—9) se deduc avînd succesiv

$$\frac{R_{tz}}{R_2} = \gamma \rightarrow \frac{R_{tz} - R_2}{R_2} = \gamma - 1; \; r_z = R_{tz} - R_2 = R_2(\gamma - 1);$$

$$\frac{R_{tz-1}}{R_{tz}} = \gamma \rightarrow \frac{R_{tz-1} - R_{tz}}{R_{tz}} = \gamma - 1; \quad r_{z-1} = R_{tz}(\gamma - 1),$$

de unde se obține $r_{z-1} = R_2(\gamma - 1)$ ș.a.m.d.

În fine, treptele de rezistență r_q satisfac egalitățile

$$r_q = R_{tq} - R_{t,\,q+1}, \qquad (q = 1,2 \ldots, z), \tag{4—10}$$

cu $R_{t,\,z+1} = R_2$. Este ușor de verificat că rezistența totală pe faza rotorică la pornire va fi

$$R_{t1} = R_2 + \sum_{q=1}^{z} r_q = R_2\gamma^z; \tag{4—11}$$

reamintim că mai avem

$$R_{tq} = \sum_{k=1}^{q} r_k + R_2,$$

adică rezistența totală pe fază rotorică pe treapta de rezistență q.

Cu elementele de mai sus clarificate se poate schița următoarea *metodică de calcul:* la început se calculează alunecările s_z și s_{z+1}, corespunzătoare respectiv cuplurilor M_1 și M_2 pe caracteristica mecanică naturală, folosind relația lui Kloss. În prealabil trebuie să se aleagă cuplurile de vîrf M_1 și de comutare M_2, care pot fi și impuse. Dacă dispunem de graficul caracteristicii mecanice naturale a motorului, alunecările s_z și s_{z+1} pot fi determinate pe cale grafică.

Cu relația (4—8′) se calculează numărul de trepte z ale reostatului de pornire, rotunjindu-se acest număr la o valoare întreagă, din șirul numerelor naturale. Menținînd constant cuplul M_2, deci și alunecarea s_{z+1}, se recalculează noua valoare a alunecării s_z, folosind egalitatea (4—8′) scrisă sub forma echivalentă

$$s_z = \sqrt[z+1]{s_{z+1}^z} \quad \text{sau} \quad \log s_z = \frac{z}{z+1} \log s_{z+1}.$$

Noua alunecare s_z rezultată se înlocuiește în relația lui Kloss și se determină în acest fel noul cuplu de vîrf M_1, care trebuie să satisfacă inegalitatea $M_1 \leqslant \leqslant 0{,}85\, M_{cm}$. Treptele de rezistență se calculează cu rația $\gamma = s_z/s_{z+1}$ făcînd uz de egalitățile (4—10). Rezistența totală pe faza rotorică la pornire va fi dată de relația (4—11).

4.2. PORNIREA MOTORULUI SINCRON

Motoarele sincrone se utilizează de obicei la puteri nominale foarte ridicate (400 kW ... ... 10 MW) și rareori la puteri mici. În comparație cu motoarele asincrone în scurtcircuit, mașinile sincrone sînt cu 20 ... 50% mai scumpe, dar posedă avantajele unui randament mai mare, factor de puterc chiar și unitar sau capacitiv.

Pornirea motoarelor sincrone se recomandă să se efectueze în asincron, renunțîndu-se în prezent la procedeele de pornire sincronă clasice. Mașinile sincrone polifazate au un cuplu de pornire asincron suficient de ridicat, atît la alunecarea egală cu unitatea, ca și la o alunecare egală cu 0,05.

În cursul pornirii motorului sincron, tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de excitație în circuit deschis poate atinge valori ridicate. Din această cauză apare pericolul străpungerii izolației acestei înfășurări, fiind periclitați și oamenii de exploatare. Pentru prevenirea acestor efecte nedorite, înfășurarea de excitație se conectează pe un rezistor exterior de „descărcare", avînd rezistența de 7 ... 10 ori mai mare decît rezistența înfășurării de excitație.

O posibilitate de pornire a motorului sincron rezidă în alimentarea sa cu tensiuni de fază, de valoare efectivă și de frecvență crescătoare. Pentru aceasta avem nevoie însă de un convertizor static de frecvență sau de un generator sincron corespunzător, antrenat cu o turație crescătoare.

Folosind pornirea asincronă a motorului sincron, metodele de pornire prezintă unele particularități, ce vor fi expuse în cele ce urmează.

4.2.1. Pornirea asincronă directă

Se realizează prin conectarea înfășurării trifazate statorice la rețeaua de alimentare, pe fiecare fază statorică aplicîndu-se tensiunea nominală de fază (fig. 4—13). Cîmpul magnetic din întrefier, asociat sistemului de curenți statorici, interacționează cu curenții induși din piesele polare masive sau

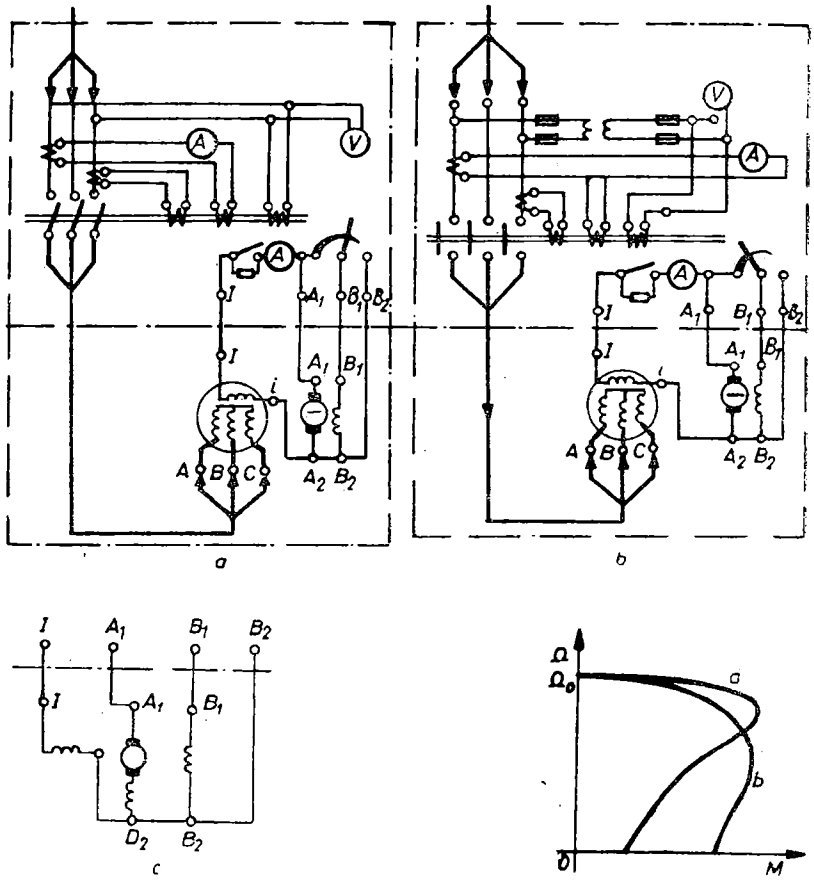


Fig. 4—13. Pornirea directă în asincron a motoarelor sincrone trifazate:

a — de joasă tensiune; *b* — de înaltă tensiune; *c* — marcarea bornelor la excitatoarele cu poli auxiliari.

Fig. 4—14. Caracteristici mecanice statice la pornirea în asincron a motoarelor sincrone trifazate:

a — cu colivie de pornire; *b* — cu poli masivi și înele de amortizare.

din înfășurarea de amortizare. Cuplul electromagnetic asincron care apare, accelerează rotorul în sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor. Alura caracteristicii mecanice de pornire depinde de execuția constructivă a mașinii sincrone (fig. 4—14).

După atingerea vitezei de rotație maxime, ceea ce se constată după curentul statorului sau frecvența rotorică, care încetează să mai scadă, are loc alimentarea înfășurării de excitație (dispusă de obicei pe rotor) în curent continuu.

Durata procesului de pornire depinde de cuplul motorului, de cuplul de sarcină rezistent și de momentul axial de inerție redus la arborele motorului. Se preferă ca pornirea directă în asincron să se facă cu sarcină redusă.

Procesul tranzitoriu electromecanic, ulterior alimentării în curent continuu a înfășurării de excitație, este complicat de oscilații ale unghiului intern θ,

ca și ale cuplului sincron, a alunecării și curenților statorici. Acestea pot continua pînă la atingerea vitezei de sincronism. La atingerea acestei viteze oscilațiile rotorului se amortizează în general, iar procesul de intrare în sincronism se termină. Se arată teoretic și se verifică experimental că dacă excitația se alimentează la alunecări mici, sub 0,05, intrarea în sincronism este sigură și independentă de valoarea avută de către unghiul intern θ în momentul aleatoriu al alimentării excitației. Dacă alimentarea în curent continuu a înfășurării de excitație are loc la alunecări mari, deci la viteze de rotație mici, intrarea în sincronism este incertă.

Succesiunea operațiilor din componența procesului de pornire directă în asincron este următoarea:

— se închide înfășurarea de excitație pe rezistorul menționat anterior, după ce mai întîi s-a întrerupt alimentarea în curent continuu a excitației;

— se alimentează la rețea înfășurarea statorică;

— reostatul de excitație (fig. 4—13) se aduce pe poziția corespunzătoare excitației de funcționare a motorului;

— la atingerea vitezei maxime se închide întreruptorul circuitului de excitație, deschizîndu-se cel de la rezistorul pe care era cuplată înfășurarea de excitație. Odată intrat motorul în sincronism se reglează curentul de excitație după puterea și factorul de putere impuse. Se va verifica nedepășirea valorilor nominale ale curenților rotorici și statorici.

4.2.2. **Pornirea asincronă indirectă**

Procedeele de pornire asincronă indirecte ale motorului sincron sînt similare cu acelea examinate la pornirea indirectă a motorului asincron în scurtcircuit, ca de pildă: pornirea cu autotransformator, pornirea stea triunghi. Ultimul procedeu este mai rar întîlnit, date fiind și puterile nominale de obicei medii și mari ale motoarelor sincrone.

La pornirea cu autotransformator trifazat se utilizează o singură treaptă de reducere a tensiunii de alimentare. Autotransformatoarele românești de pornire, de tip TPC—320 (pentru 100 kW) sau TPC-650 (pentru 200 kW) au tensiunea redusă de 0,64 U_{1N}. Ca și la motoarele asincrone, curentul în statorul motorului scade proporțional cu raportul dintre tensiunea redusă și cea nominală, iar curentul din rețea proporțional cu pătratul acestui raport. Cuplul asincron scade, după cum știm, proporțional cu pătratul raportului menționat.

Pentru motoarele sincrone românești din seria MSI s-a realizat la Electroputere Craiova un tablou de comandă automată tip TSA.

Trecerea la sincronizare se va face după aplicarea la bornele motorului a tensiunilor nominale, la o turație apropiată de cea de sincronism. Menționăm că pornirea indirectă în asincron a motorului sincron se va face în gol, din cauza cuplului asincron mic ce se dezvoltă de către motor.

4.2.3. **Pornirea sincronă cu frecvență variabilă**

De la un alternator sau de la un convertizor static de frecvență variabilă se alimentează motorul sincron cu o frecvență și tensiune crescătoare. La frecvențe foarte mici, motorul nu poate dezvolta decît un cuplu maxim mic, ceea ce arată că procedeul nu este adecvat decît la cupluri de sarcină foarte

mici la turații scăzute. Pentru frecvențe mai mari decît 5 Hz, la motoarele sincrone de putere mare rezistența activă pe fază poate fi neglijată în raport cu reactanța totală; cuplul maxim devine la excitație constantă practic independent de turație.

Pornirea cu frecvență variabilă se utilizează în special la acționarea elicelor navelor, deoarece se poate efectua favorabil o reglare a vitezei de rotație prin modificarea frecvenței de alimentare.

4.3. PORNIREA MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

În cele ce urmează se presupune că tensiunea de alimentare a rețelei este constantă. Rețelele de curent continuu sînt actualmente foarte rare în industrie, folosindu-se în general surse independente, uncle reglabile. Rețele de tensiune continuă se mai întîlnesc în tracțiunea electrică urbană și interurbană, nave etc.

4.3.1. Pornirea directă

Avantajoasă sub raportul aparatajului electric și a simplității procesului de pornire, conectarea directă a motoarelor de curent continuu la rețeaua de tensiune nominală U_N conduce la un curent de pornire exagerat,

$$I_{pd} = \frac{U_N}{R_a} = (10 \dots 20) I_{aN},$$

I_{aN} fiind curentul rotoric nominal. Cînd rotorul este imobil, tensiunea electromotoare indusă prin rotație în înfășurarea rotorului este nulă.

Un asemenea șoc de curent în circuitul rotorului este însoțit de numeroase inconveniente: posibilitatea apariției focului circular la colector, solicitare termică periculoasă pentru izolația înfășurării rotorice (mai ales la pornirile cu moment axial mare de inerție la arborele motorului), cuplul de accelerare exagerat de mare, dăunător transmisiei motor — mașină de lucru. Suplimentar mai apar căderi de tensiune importante în rețeaua de alimentare, ca și eforturi electrodinamice importante în mașina electrică. La motoarele cu excitație independentă și derivație, șocul de curent rotoric la pornirea directă este mai însemnat decît la motorul cu excitație în serie sau mixtă.

Pornirea directă nu este admisibilă decît pentru motoare cu puteri nominale reduse și moment total la arborele motorului mic.

În cele ce urmează se va studia *pornirea directă a motorului de curent continuu cu excitație independentă*, motor ce are o comportare identică cu a motorului cu excitație în derivație, la o tensiune de alimentare constantă U și flux de excitație Φ constant. Fie R_a rezistența echivalentă circuitului rotoric, presupusă invariabilă în timp; mai admitem că mașina este complet compensată (reacția indusului anihilată total) și că inductivitatea proprie echivalentă circuitului rotoric este neglijabilă.

În momentul $t=0$ se închide întreruptorul monopolar a (fig. 4—15). Comportarea motorului va fi descrisă de următoarele ecuații:

— de funcționare,

$$U = R_a i_a - e_0; \qquad (4-12)$$

— de mișcare a sistemului de acționare în care este încorporat motorul,

$$m = m_s + J \frac{d\Omega}{dt}; \qquad (4-13)$$

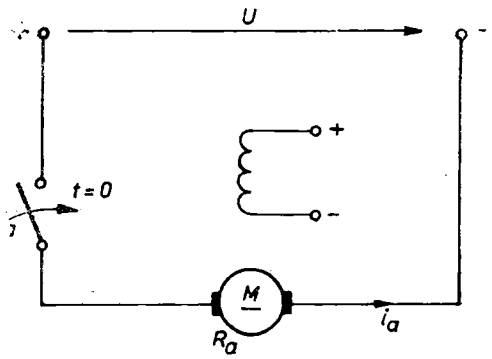


Fig. 4—15. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație independentă și rezistență constantă.

— a cuplului electromagnetic,

$$m = k\Phi i_a = c i_a; \qquad (4-14)$$

— a tensiunii electromotoare indusă prin mișcare în fiecare cale de curent a înfășurării rotorice,

$$e_0 = -k\Phi\Omega = -c\Omega. \qquad (4-15)$$

La flux magnetic de excitație constant, cantitatea $k\Phi = c$ este constantă. Eliminînd mărimile m și e_0 între relațiile (4—12)...(4—15) și avînd în vedere

$U = c\Omega_0$; $m_s = M_s = cI_s$, admițînd suplimentar cuplul rezistent ca fiind constant (I_s fiind curentul rotoric de regim staționar corespunzător acestuia, iar Ω_0 o mărime de natura unei viteze unghiulare și denumită viteză de funcționare în gol ideal) se obține:

$$\Omega + \frac{R_a}{c} i_a = \Omega_0; \quad i_a = I_s + \frac{c}{R_a} T_m \frac{d\Omega}{dt}. \qquad (4-16)$$

Aici

$$T_m = JR_a/c^2 \qquad (4-17)$$

este *constanta electromecanică de timp a sistemului de acționare*, J reprezentînd momentul total axial de inerție, redus la arborele motorului.

Cu condițiile inițiale $i_a(0) = I_{pm} = \frac{U}{R_a}$; $\Omega(0) = 0$, sistemul (4—16) conduce la soluția

$$\Omega = \Omega_a\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right); \quad i_a = I_s + (I_{pm} - I_s)e^{-\frac{t}{T_m}}, \qquad (4-18)$$

unde Ω_s este viteza unghiulară de regim staționar, deoarece $\lim_{t\to\infty} \Omega = \Omega_s$, avînd expresia

$$\Omega_s = \Omega_0 - \frac{R_a I_s}{c} = \Omega_0 - \frac{R_a M_s}{c^2} = \frac{U - R_a I_s}{c}.$$

La pornirea în gol a motorului ($m_s = M_s = 0$), $\Omega_s = \Omega_0$ și deci $i_a(t)$ și $\Omega(t)$ devin

$$\Omega = \Omega_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right); \quad i_a = I_{pm}e^{-\frac{t}{T_m}}. \qquad (4-18')$$

Regimul nestaționar de la pornire durează circa $(3 \dots 4)T_m$; pentru a arăta aceasta, să folosim rezultatul (4—18'), calculînd

$$\Omega(3T_m) = \Omega_s(1 - e^{-3}) = 0{,}9502\ \Omega_s \simeq 0{,}95\Omega_s;$$

$$\Omega(4T_m) = \Omega_s(1 - e^{-4}) = 0{,}9817\ \Omega_s \simeq 0{,}98\Omega_s,$$

care diferă de viteza de regim permanent Ω_s cu 5%, respectiv 2%, prin lipsă, ceea ce justifică afirmația făcută cu privire la durata regimului nestaționar studiat.

În figura 4—16 s-au trasat graficele $\Omega(t)$ și $i_a(t)$ la pornirea motorului. Saltul de curent de la $t=0$ se explică prin neglijarea inductivității rotorice, circuitul comportîndu-se la $t=0$ ca un dipol pasiv rezistiv.

În ce privește cuplul electromagnetic $m(t)$ al motorului din cursul pornirii, el va avea un grafic de aceeași formă cu $i_a(t)$, deoarece $m(t)=ci_a(t)$ la flux de excitație constant.

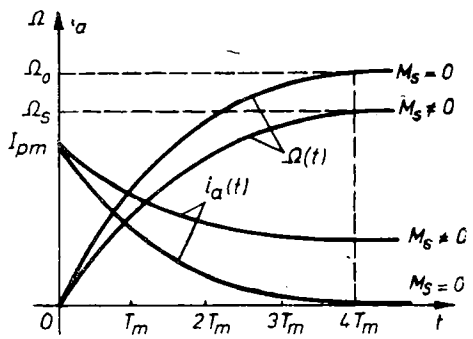


Fig. 4—16. Graficele vitezei unghiulare $\Omega(t)$ și a curentului rotoric $i_a(t)$ la pornirea directă a motorului de curent continuu cu excitație independentă (cazurile $M_s\neq 0$ și $M_s=0$).

4.3.2. Pornirea motorului cu excitație independentă și mai multe trepte de rezistență rotorică

Fie un reostat de pornire cu z trepte, înseriat în circuitul rotorului, iar R_k rezistența totală a circuitului rotoric pe treapta k de rezistență (fig. 4—17). Curentul rotoric variază între două limite, $i_{a\,max}=I_1$ și $i_{a\,min}=I_2$, ambele superioare curentului nominal rotoric I_{aN}. Constanta electromecanică de timp

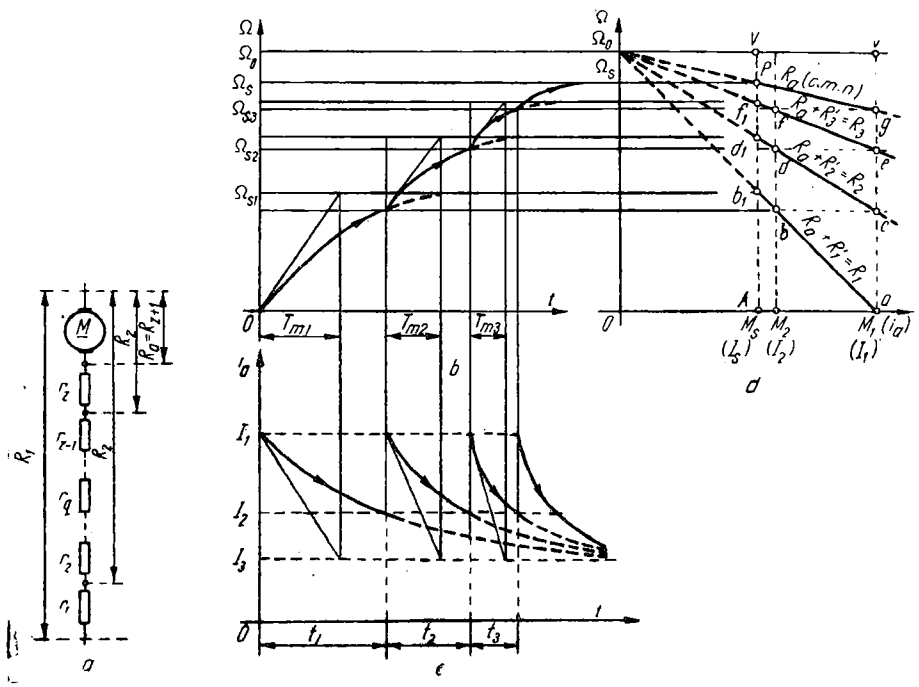


Fig. 4—17. Pornirea cu reostat de pornire a motorului de curent continuu cu excitație independentă:

a — schema; *b* — graficul $\Omega(t)$; *c* — graficul $i_a(t)$; *d* — caracteristicile mecanice parcurse; T_{mk} — constanta electromecanică de timp a acționării pe treapta de rezistență k ($k=1, 2, 3$).

T_{mk} pe treapta k de rezistenţă a reostatului de pornire este direct proporţională cu rezistenţa R_k, rezistenţa totală a circuitului rotoric, deoarece $T_{mk}=JR_k/c^2=JR_k/k^2\Phi^2$. De aceea timpii de accelerare t_k, cum sînt denumiţi timpii de menţinere a rezistenţelor totale R_k, diferă între ei.

De observat că pentru o rezistenţă totală R_k, viteza unghiulară şi curentul rotoric vor fi

$$\Omega=\Omega_{sk}\left(1-e^{-\frac{t}{T_{mk}}}\right);\quad i_a=I_s+(I_{pk}-I_s)e^{-\frac{t}{T_{mk}}}, \tag{4-19}$$

$$\Omega_{sk}=\Omega_0-\frac{R_kM_m}{c^2}=\Omega_0-\frac{(R_a+R_k')I_s}{c};\quad I_{pk}=\frac{U}{R_k};\quad R_k=R_a+\sum_{q=1}^{z}r_q. \tag{4-20}$$

Mai sus s-a apreciat că pornirea are loc cu un cuplu de sarcină $M_s=$const. În egalităţile (4—19) originea de timp coincide cu momentul trecerii de pe o treaptă de rezistenţă pe alta ($i_a=I_2$). La viteza rezultată din prima egalitate (4—19) se adaugă deci viteza atinsă la terminarea intervalului temporal de menţinere a treptei precedente.

Timpul t_{ak} de menţinere a treptei r_k de rezistenţă se obţine din $i_a(t)$, egalitatea a doua (4—19), scriind $t=t_{ak}$, $i_a=I_2$, $I_{pk}=I_1$. Se obţine

$$t_{ak}=T_{mk}\ln\left(\frac{I_1-I_s}{I_2-I_s}\right)=T_{mk}\ln\left(\frac{M_1-M_s}{M_2-M_s}\right), \tag{4-21}$$

cu $I_s=M_s/c$.

În absenţa reostatului de pornire, curentul rotoric maxim la pornirea directă ar fi $I_{p0}=U/R_a=I_{pd}$.

Curentul rotoric I_1 de la începutul menţinerii treptei întîi este

$$I_{p1}=I_1=\frac{U}{R_a+R_1'}=\frac{U}{R_1}. \tag{4-22}$$

În figura 4—17, *b*, s-au trasat graficele funcţiilor $\Omega(t)$, $\Omega(m)$, $i_a(t)$, în ipoteza unui reostat de pornire cu trei trepte. Curenţilor limită rotorici I_1 şi I_2 le corespund cuplurile electromagnetice $M_1=cI_1$ şi $M_2=cI_2$.

4.3.3. Calculul reostatului de pornire la motorul de curent continuu cu excitaţie independentă

Diferitele metode de calcul, grafice sau analitice, referitoare la dimensionarea reostatului de pornire al motorului de curent continuu cu excitaţie independentă sau separată sînt aplicabile nemijlocit şi motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

Limitele de variaţie a curentului rotoric din cursul pornirii au valorile $I_1=i_{a\,max}=(1{,}75\ldots1{,}5)I_{aN}$, $I_2=i_{a\,min}=(1{,}3\ldots1{,}1)I_{aN}$, coeficienţii mai mari fiind aplicabili motoarelor de putere nominală mai mică.

Motivele de ordin economic şi de exploatare cer un număr redus de trepte; pe de altă parte, pentru micşorarea şocurilor mecanice se pretinde un număr mare de trepte, în ideea variaţiei reduse a cuplului de accelerare. În raport cu puterea nominală a motorului se acceptă în prezent un număr de 4 ... 7 trepte sau chiar mai mult. Dacă reţeaua de alimentare este puternică şi dacă pornirea este uşoară (sarcină mică sau pornire în gol cu un moment de inerţie redus), se admite un număr mai mic de trepte, una sau două, chiar la motoare de putere mai mare. În această alternativă pornirea nu mai este lină, ceea ce nu se poate accepta în multe situaţii din cauza posibilităţilor de deterioarre a transmisiei prin eforturi dinamice exagerate şi repetate, cu toate că reostatul de pornire şi schema de comandă devin mult mai simple.

Fie *a* punctul inițial de pornire, din planul caracteristicilor mecanice (fig. 4—17, *b*, *c*). Crescînd viteza unghiulară, punctul de funcționare ajunge în *b* cînd $i_a = I_2$; în acest moment se scurtcircuitează prima treaptă r_1 de rezistență. Punctul de funcționare trece în *c*, viteza neputînd varia brusc din cauza inerției, pe caracteristica mecanică corespunzătoare rezistenței totale R_2 din circuitul rotoric ș.a.m.d. Există un proces asemănător de deplasare a punctului de funcționare din planul Ω *Om* cu acela întîlnit la pornirea cu reostat simetric rotoric al motorului asincron cu rotorul bobinat. În fine, scurtcircuitîndu-se ultima treaptă de rezistență r_z, motorul va funcționa pe caracteristica mecanică naturală, pe care $R_{z+1} = R_a$.

Calculul analitic al reostatului de pornire se bazează pe constatarea că trecînd practic instantaneu de pe o treaptă de rezistență pe următoarea, viteza de rotație nu poate varia, iar tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorică rămîne în acel moment invariabilă. La o tensiune de alimentare $U = \text{const.}$ vom avea

$$e_0 + U = c(\Omega_0 - \Omega) = \text{const.} = R_a i_a, \tag{4—23}$$

căci pentru un flux de excitație constant avem $e_0 = -c\Omega, U = c\Omega_0$. Așadar, întotdeauna în condițiile trecerii de pe o treaptă de rezistență pe alta, presupunînd o comutare instantanee, produsul $R_A i_a$ rămîne constant. Privind figura 4—17, *b*, *c*, se poate scrie rînd pe rînd:

$$R_1 I_2 = R_2 I_1; \quad R_2 I_2 = R_3 I_1; \ldots; R_{z-1} I_2 = R_z I_1; \quad R_z I_2 = R_a I_1,$$

în ultima egalitate observînd că $R_{z+1} = R_a$. Notînd

$$\gamma = \frac{I_1}{I_2} = \frac{M_1}{M_2},$$

se obține

$$\gamma = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \ldots = \frac{R_{z-1}}{R_z} = \frac{R_z}{R_a},$$

de unde rezultă că rezistențele totale, pe diferitele trepte, ale circuitului rotoric formează o progresie geometrică de rație γ:

$$\begin{aligned}
R_z &= \gamma R_a; \\
R_{z-1} &= \gamma^2 R_a; \\
&\vdots \\
R_q &= \gamma^{z-q+1} R_a; \quad (R_{z-q} = \gamma^{q+1} R_a); \\
&\vdots \\
R_2 &= \gamma^{z-1} R_a; \\
R_1 &= \gamma^z R_a.
\end{aligned} \tag{4—24}$$

Numărul de trepte *z* ale reostatului se determină acum imediat din ultima egalitate:

$$z = (\log R_1 - \log R_a)/\log \gamma, \tag{4—25}$$

relație echivalentă cu

$$\gamma = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt[z]{\frac{R_1}{R_a}}. \tag{4—26}$$

Remarcăm că R_1, rezistența totală în circuitul rotoric cu toate treptele reostatului de pornire introduse, se determină ușor, avînd $R_1 = U/I_1$.

Metodica de calcul va fi următoarea: fiind cunoscută rezistența circuitului rotoric al motorului (indicată, măsurată ori apreciată), rația γ este fixată prin alegerea curenților limită I_1 și I_2 din circuitul rotoric în decursul pornirii. Dacă numărul de trepte z (relația (4—25)) nu rezultă întreg, el se rotunjește la un număr întreg mai apropiat. Cu noul z se va recalcula rația γ, folosind egalitatea (4—26). În această relație R_1 rezultă de îndată ce s-a modificat corespunzător curentul rotoric maxim $I_1 = \gamma I_2$ (I_2 se menține nemodificat). Calculul treptelor de rezistență se face după determinarea rezistențelor totale R_k, avînd $r_k = R_{k+1} - R_k$. Rezistența totală a reostatului este

$$R_1 - R_a = \sum_1^z r_k. \qquad (4-27)$$

Calculul grafic al reostatului de pornire se bazează pe graficul din figura 4—17 *b*, *c*, și pe egalitatea (4—23), care afirmă că la curent rotoric constant (de exemplu $i_\phi = I_1$), rezistența totală a circuitului rotoric R_A este proporțională cu variația de viteză unghiulară $\Delta\Omega = \Omega_0 - \Omega$. În consecință segmentele $va \sim R_1$, $vc \sim R_2$ ș.a.m.d. Segmentul $vg \sim R_a$ va furniza scara de măsură. Dacă utilizăm în același scop segmentul $va \sim R_1$, calculînd $R_1 = U/I_1$, metoda devine grafico-analitică. Numărul z de trepte de rezistență coincide cu numărul caracteristicilor mecanice reostatice diferite, pe care are loc procesul de pornire.

Procedeul grafic descris va trebui repetat, prin modificarea curentului de comutare I_2, pînă ce trecerea pe caracteristica mecanică naturală a punctului de funcționare în planul caracteristicilor mecanice (fig. 4—17, *b*, *c*) se va face exact la curentul rotoric $i_a = I_1$, respectiv la cuplul $m = M_1$; două sau trei tatonări conduc la o construcție grafică corectă.

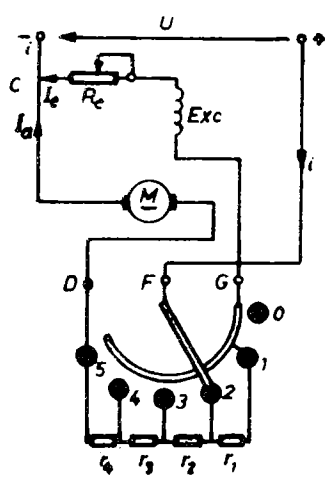


Fig. 4—18. Schema unui reostat de pornire cu trei borne (D, F, G) și patru trepte de rezistență ($r_1, \ldots, r_4$).

Schema electrică a reostatului de pornire, folosit la motoarele de curent continuu cu excitație în derivație, s-a indicat în figura 4—18. Reostatul prezintă trei borne, D, F, G. Curentul absorbit de la rețea $i = i_a + I_e$ trece prin borna F a reostatului la maneta acestuia. Maneta face în permanență contact cu segmentul circular de cupru sau bronz, de la care este conectată și înfășurarea de excitație CG; curentul se ramifică prin excitație și prin rotorul motorului de la borna D. Segmentul circular este conectat printr-un conductor cu contactul *1*, pentru ca la înapoierea manetei reostatului în poziția inițială (contactul 0), înfășurarea de excitație să se închidă prin rotor și reostatul de pornire. Se procedează în acest mod pentru ca la întreruperea tensiunii de alimentare energia acumulată în cîmpul magnetic de excitație să se transforme în cea mai mare parte în căldură în rezistența reostatului. În situația contrară pot apărea supratensiuni periculoase pentru izolația înfășurării de excitație, datorită fenomenului de autoinducție electromagnetică. Dealtfel arcul electric de rupere, de la deschiderea circuitului, poate eroda contactele, accentuînd rapid uzura acestora.

4.3.4. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în serie și mai multe trepte de rezistență

Pentru motive similare cu cele expuse în paragraful 4.3.1, motorul de curent continuu cu excitație în serie trebuie pornit cu ajutorul unui reostat de pornire, conectat în serie, cu mai multe trepte, pentru evitarea valorilor inadmisibile ale curentului de pornire directă și a efectelor sale nedorite și dăunătoare.

Pornirea se efectuează făcînd curentul să varieze între o limită superioară I_1 și una inferioară I_2, pe diferite trepte de rezistență ale reostatului de pornire, ca și la motorul cu excitație în derivație. De remarcat că curentul maxim I_1 se ia mai mare ca la ultimul motor, mergînd chiar pînă la 2,5 I_N; curentul de comutație I_2 poate fi de asemenea ceva mai mare decît la motorul cu excitație în derivație.

În planul Ω, I punctul de funcționare parcurge la pornire zigzagul trasat (fig. 4—19), punctul A fiind punctul de funcționare staționară, de pe caracteristica naturală de viteză a motorului.

Calculul reostatului de pornire la motorul de curent continuu cu excitație în serie nu este posibil analitic, datorită variației fluxului de excitație în funcție de curent după o lege complicată. Se poate calcula ușor rezistența totală a reostatului de pornire însumată cu rezistența circuitului motorului, avînd

$$R_1 = R_a + \sum_{q=1}^{z} r_q = \frac{U}{I_1}. \qquad (4-28)$$

Presupunem cunoscută caracteristica de viteză $\Omega(I)$, dată sau ridicată pentru o rezistență suplimentară serie egală cu zero (fig. 4—20). Dacă rezistența totală a motorului devine $R_A = R_a + R_s$, R_s fiind rezistența suplimentară înseriată, atunci pentru un anumit curent — și deci pentru un anumit flux magnetic — raportul vitezelor unghiulare de pe noua caracteristică de viteză și cea naturală va fi

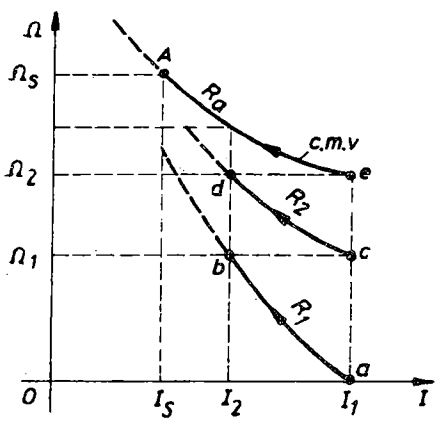


Fig. 4—19. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație în serie, cu două trepte de rezistență.

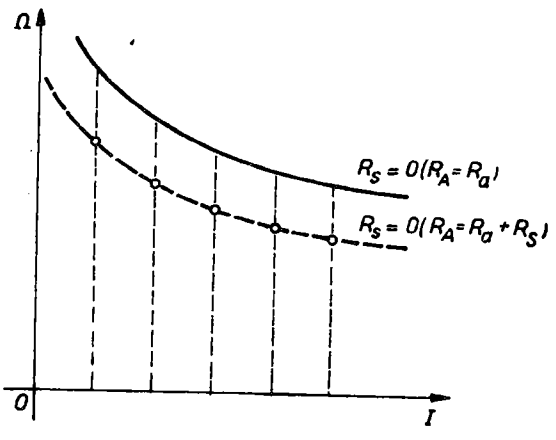


Fig. 4—20. Cu privire la trasarea caracteristicii $\Omega_r(I)$, pentru rezistența suplimentară R_s înseriată în circuitul motorului cu excitație în serie.

$$\frac{\Omega_r}{\Omega} = \frac{U-(R_a+R_s)I}{U-R_aI}. \qquad (4-29)$$

Această relație ne este de folos, deoarece pentru diferiți curenți I putem construi punct cu punct noua caracteristică $\Omega_r(I)$.

La pornire, în planul ΩOI din figura 4—19, la curent constant $I=I_1$, segmentul *ea* este proporțional cu rezistența totală a reostatului

$$\sum_{q=1}^{z} r_q = R_1 - R_a,$$

găsind astfel scara acestui segment. Segmentele *ac*, *ce* (și altele în cazul a mai mult de două trepte de rezistență) vor reprezenta treptele de rezistență r_1, r_2 etc. ale reostatului de pornire la aceeași scară. În acest mod se pot determina treptele de rezistență ale reostatului de pornire, cît și vitezele de rotație Ω_1, Ω_2 etc. la care are loc scurtcircuitarea lor.

4.3.5. Pornirea motorului de curent continuu cu excitație mixtă

Saturația circuitului magnetic, care are loc la curenți apropiați de cei nominali și supranominali, creează de asemenea dificultăți de calcul analitic. În crearea fluxului magnetic inductor contribuția înfășurării de curent continuu serie rămîne practic nemodificată la acești curenți. Motorul comportîndu-se prin urmare ca un motor de curent continuu cu excitație independentă, calculul reostatului de pornire se va efectua ca la acest tip de motor.

4.3.6. Trepte pregătitoare ale reostatelor de pornire

În sistemele de acționare prevăzute cu transmisii mecanice între motor și mașina de lucru, la pornirea acestora pot apărea șocuri mecanice importante în dinții angrenajelor cu roți dințate; se pot ivi și alunecări ale curelelor transmisiei, dacă aceasta este cu curele. În vederea micșorării la minimum a șocurilor și eforturilor mecanice dinamice, ca și pentru prevenirea alunecării curelelor, se preferă ca la puteri nominale medii și mari, înaintea pornirii, să se aducă în contact dinții uzați ai angrenajelor sau să se pretensioneze curelele. În acest scop reostatele de pornire se prevăd cu una pînă la trei trepte pregătitoare, pe care motorul să dezvolte un cuplu electromagnetic inferior cuplului de sarcină la pornire, redus la arborele motorului.

Dacă reostatul de pornire este calculat analitic, dimensionarea treptelor pregătitoare se va face cu aceeași rație γ a progresiei geometrice utilizată și indicată anterior. În final trebuie să se determine o rezistență totală a rotorului (sau pe fază rotorică) R_{t0}, inclusiv rezistența treptelor pregătitoare, cu care curentul rotoric $I_0 = U/R_{t0}$ sau E_2/R_{t0} să fie mai mic decît curentul de sarcină rotoric al motorului.

4.4. INVERSAREA SENSULUI DE ROTAȚIE

Posibilitatea relativ simplă a inversării sensului de rotație constituie un avantaj esențial al motoarelor electrice, ca și a frînării lor pe cale electrică, uneori cu recuperare de energie. Acest avantaj se resimte mai ales în micșorarea timpilor auxiliari neproductivi, respectiv în majorarea productivității muncii utilajului acționat.

Se întrebuințează adesea denumirea de *reversare* pentru întreg procesul nestaționar care are loc de la o anumită viteză unghiulară de regim staționar

$+\Omega_s$ la viteza $-\Omega_s$ de sens contrar, de aceeași valoare absolută. Schemele de alimentare a motoarelor electrice care permit reversarea lor sînt denumite *bidirecționale* sau *reversibile*; cele care nu permit acest lucru se numesc *unidirecționale* sau *nereversibile*.

4.4.1. Motoare trifazate asincrone

Se știe că la aceste motoare și în general la motoarele polifazate asincrone, sensul de rotație în regim de motor coincide cu sensul cîmpului magnetic învîrtitor din întrefierul mașinii, asociat sistemului polifazat de curenți statorici. Inversarea sensului de rotație al acestor motoare este deci condiționată de inversarea sensului de rotație a cîmpului magnetic învîrtitor, ceea ce se realizează prin intervertirea între ele a două linii de alimentare statorice — la motoarele trifazate. Această modificare în schema de alimentare a motorului schimbă succesiunea fazelor statorice și prin urmare sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor statoric și al sensului de rotație al motorului. Din cauza alunecării mari în momentul intervertirii a două faze statorice ($s=2$), curenții absorbiți devin exagerat de mari, iar cuplul electromagnetic poate lua de asemenea valori mari. Pentru limitarea lor se pot înseria, în fazele rotorice sau statorice, rezistoare special dimensionate.

4.4.2. Motoare de curent continuu

Pentru a schimba sensul de acțiune al cuplului electromagnetic al acestor mașini, cuplu dat de relația $m=k\Phi i_a$, deci a semnului acestuia, rezultă două posibilități de inversare a sensului de rotație: fie prin modificarea sensului curentului de excitație (la motoarele cu o singură înfășurare de excitație), fie prin modificarea sensului curentului rotoric, prin inversarea legăturilor la perii. Ultima modalitate este preferată datorită constantei electromagnetice de timp de cel puțin 10 ... 100 ori mai mare decît cea corespunzătoare circuitului rotoric. Modificarea sensului curentului de excitație, pe lîngă supratensiunile produse prin autoinducție în înfășurarea de excitație, ar conduce la o creștere lentă a curentului de excitație, respectiv la procese nestaționare inadmisibil de lungi.

Evident că și inversarea polarității tensiunii la periile rotorului, păstrînd nemodificat sensul curentului de excitație (la motoarele cu excitație independentă, derivație) conduce de asemenea la inversarea sensului de rotație.

La motorul de curent continuu cu excitație mixtă în montaj adițional trebuie să se opereze simultan și schimbarea legăturilor la înfășurarea de excitație în serie, deoarece în caz contrar montajul ar deveni diferențial și creșterea sarcinii ar scădea fluxul rezultant în întrefier pe pol principal; motorul s-ar comporta instabil. În unele situații se preferă scurtcircuitarea înfășurării de excitație serie la acest motor, în cursul reversării sale.

La motorul de curent continuu serie inversarea legăturilor de alimentare de la rețeaua de polaritate constantă sau schimbarea polarității tensiunii de alimentare, acolo unde acest lucru este posibil, fără modificări în schema de conexiuni, nu conduce la inversarea sensului de rotație. Modificîndu-se simultan semnele mărimilor Φ și i_a, semnul cuplului electromagnetic și respectiv sensul de rotație a motorului rămîn neschimbate (pe aceasta bazîndu-se și funcționarea motoarelor universale cu colector, care pot funcționa în curent continuu și în curent alternativ). Prin urmare, pentru obținerea inversării sensului de rotație la motorul serie se vor schimba între ele legăturile numai la periile rotorului.

4.5. FRÎNAREA MOTOARELOR ELECTRICE

Mașinile electrice prezintă particularitatea favorabilă de a putea fi frînate pe cale electrică, din regimul inițial de funcționare de motor. Regimurile de frînare electrică se utilizează în diferite scopuri, cum ar fi:

— menținerea în stare imobilă a unui sistem de acționare cu cuplu de sarcină de natură potențială;

— micșorarea vitezei de rotație a sistemului de acționare electrică, pentru oprirea sau modificarea regimului tehnologic de funcționare a mașinii de lucru;

— menținerea constantă la valori acceptabile a vitezei sistemului de acționare, în instalațiile de ridicat, cu cuplu potențial.

Indiferent de scopul urmărit, în regimurile de frînare cuplul electromagnetic al mașinii electrice nu trebuie să mai întrețină mișcarea, ci să se opună acesteia. Cel de-al doilea scop menționat anterior se justifică prin majorarea productivității muncii, cît și prin cerințele pretinse de normele de tehnica securității muncii.

Compararea diferitelor regimuri de frînare posibile apelează la unele criterii, de pildă *eficacitatea frînării*, caracterizată prin cuplul mediu de frînare produs, *siguranța* și *durata de funcționare* în condițiile uzuale de exploatare. Interesează apoi *felul frînării* (lină sau bruscă), diferiți *factori tehnico-economici*, cum ar fi prețul de cost, gabaritul etc. și *energetici* (îndeosebi energia disipată sub formă de căldură în cursul frînării), ca și *posibilitatea automatizării frînării electrice.*

Frînarea pe cale mecanică este în general mai dezavantajoasă decît frînarea pe cale electrică, inconvenientele constînd în uzura mecanică a saboților sau benzilor de frînare și tamburilor, gabarit mai mare a instalației de frînare, cît și un control nesigur al cuplului de frînare obținut, care depinde printre altele de starea de curățenie a suprafețelor de fricțiune. Un alt dezavantaj general rezidă în imposibilitatea recuperării energiei cinetice a organelor în mișcare de rotație, care se transformă întotdeauna ireversibil în căldură.

La toate mașinile electrice se întîlnesc regimurile de frînare: de *generator* (cu recuperare și fără recuperare de energie, ultimul caz fiind numit și *frînare dinamică* sau *reostatică*) și de *frînare propriu-zisă* (prin cuplare inversă sau contraconectare), în două variante. Mașina asincronă este capabilă de a lucra și în unele regimuri mixte și specifice.

4.5.1. Frînarea motoarelor trifazate asincrone

La mașina asincronă există o *frînare prin alimentarea sa cu sisteme nesimetrice de tensiuni*, de fapt o variantă a frînării propriu-zise prin cuplare inversă, ca și *frînarea prin scurtcircuitarea bornelor statorice* după deschiderea contactelor contactorului de linie al motorului. Ultimul regim de frînare constituie în fond tot un regim de frînare nerecuperativ, care utilizează curenții de regim tranzitoriu. Acest mod de frînare face să apară un cuplu aperiodic de frînare prin șoc, neputînd fi aplicat independent. Dezavantajul său consistă în introducerea cu necesitate în schema de alimentare a motorului a unui blocaj absolut sigur, care să excludă posibilitatea vreunui scurtcircuit în timpul funcționării normale de motor.

În fine, regimurile de frînare ale mașinii asincrone pot fi împărțite în *regimuri de frînare simetrice și nesimetrice*, în funcție de gradul de nesimetrie al tensiunilor de alimentare și al curenților.

Exceptînd frînarea mecanică cu ajutorul frînelor electromagnetice, incluse uneori în însăși carcasa special construită a motorului și frînarea motoarelor electrice speciale — cu rotor în formă de pahar — ori frînarea prin influen-

țarea vreunui element al lanțului cinematic motor-mașină de lucru, frînarea se poate realiza la mașinile asincrone în regimurile menționate anterior. Se mai întîlnește *frînarea cu condensatoare*, un regim de frînare care de fapt este un regim de generator nerecuperativ, cît și *frînarea cu doi curenți* sau *mixtă* (un regim de frînare propriu-zisă combinată cu un regim de frînare dinamică).

4.5.1.1. Frînarea suprasincronă

Acest regim de frînare cu recuperarea energiei este denumit și *regimul de generator asincron recuperativ*. Mașina asincronă trece din regimul de motor în acest regim de frînare, fără modificări în schema de alimentare, prin atingerea unei viteze de rotație superioare vitezei de sincronism Ω_0 și în același sens cu cîmpul magnetic învîrtitor statoric. Condiția care se cere îndeplinită este în consecință

$$\Omega > \Omega_0 \text{ sau } s < 0. \qquad (4-30)$$

Aceasta are loc cu furnizarea de energie cinetică mașinii, fie prin transformarea energiei potențiale gravitaționale (coborîri de pante în tracțiunea electrică de orice fel, de greutăți în instalațiile de ridicat). Cuplul electromagnetic își schimbă semnul. Mașina electrică lucrează în regim de generator, primind energie mecanică și transformînd-o în energie electromagnetică, furnizată apoi rețelei de alimentare cu randament apropiat de cel nominal. Pierderile de energie corespund acoperirii lucrului mecanic de sarcină, pentru învingerea cuplurilor static rezistente de natură reactivă.

Caracteristicile mecanice naturale corespunzătoare funcționării în regim de frînare suprasincronă sînt trasate în figura 4—21, corespunzătoare sensurilor de rotație direct (cadranul II) și invers (cadranul IV), ca și caracteristicilor reostatice pe care mașina asincronă se află în același regim.

La motoarele asincrone cu două turații, trecerea de la viteza mai mare de rotație la cea pe jumătate are loc printr-un regim intermediar de frînare recuperativă a mașinii (fig. 4—22).

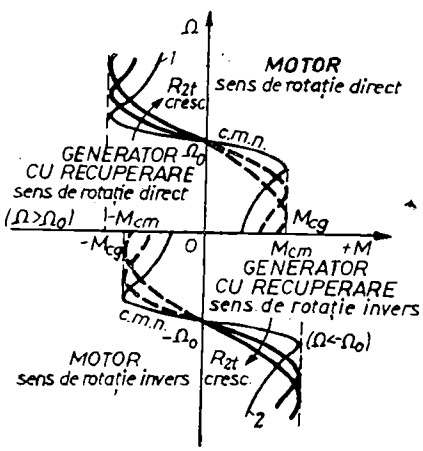


Fig. 4—21. Caracteristici mecanice de frînare suprasincronă a mașinii asincrone:

1, *2* — caracteristici mecanice naturale, corespunzătoare sensurilor de rotație direct, respectiv invers.

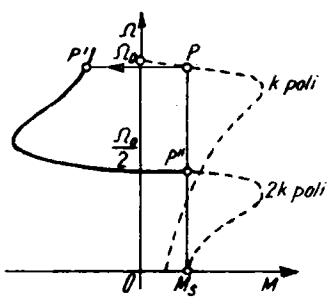


Fig. 4—22. Trecerea de la o viteză mai mare (număr k de poli) la o viteză pe jumătate (număr $2k$ de poli), la motorul asincron trifazat cu două viteze.

Frînarea suprasincronă nu poate fi utilizată pentru imobilizarea sistemului de acționare, folosindu-se însă la limitarea vitezelor în instalațiile de ridicat și în tracțiunea electrică la coborîrea pantelor. Cuplul static potențial de sarcină trebuie să rămînă inferior cuplului critic în regim de generator asincron, pentru a se obține nedepășirea unei anumite viteze de coborîre.

4.5.1.2. Frînarea dinamică sau reostatică

La frînarea dinamică (regim des utilizat) mașina trece în *regim de generator nerecuperativ cu excitație de curent continuu* după deconectarea de la rețeaua de alimentare (de exemplu prin deschiderea contactelor n.d. *c1*, fig. 4—23), alimentîndu-se ulterior în curent continuu cel puțin o fază statorică. Închizînd contactele *c2* sînt parcurse de curentul continuu cel puțin două înfășurări de fază statorice, indiferent de conexiunea utilizată. În circuitul rotoric bobinat se înseriază de obicei rezistoare variabile.

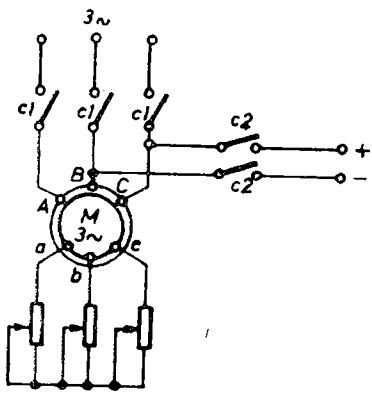


Fig. 4—23. Schemă de principiu la frînarea dinamică a mașinii asincrone trifazate cu rotorul bobinat.

Alimentată astfel în curent continuu, mașina asincronă se comportă ca un generator sincron cu poli înecați și frecvență variabilă. În înfășurările rotorice apar tensiuni, respectiv curenți alternativi, ultimii conducînd la apariția unui cuplu electromagnetic de frînare. Frecvența curenților rotorici induși scade simultan cu reducerea turației.

Energia cinetică a corpurilor în mișcare de rotație se transformă integral în căldură, nefiind deci recuperabilă.

Deși, în principiu, frînarea dinamică poate fi realizată la ambele variante constructive de rotor al mașinii asincrone (cu rotorul bobinat și în colivie), în ultima, solicitarea termică a înfășurărilor fiind mai redusă, deoarece numai o parte din căldura degajată apare în mașină, restul disipîndu-se în reostatul de frînare. Acesta are pe fază o rezistență maximă de cîteva ori mai mare decît rezistența unei faze rotorice.

Există diferite scheme de conectare a sursei de curent continuu la înfășurarea trifazată statorică; cinci dintre acestea sînt cuprinse în tabelul 4—2. Tensiunea continuă U_c necesară este relativ mică, ea putîndu-se obține de la o sursă comandabilă sau nu, în particular de la un redresor alimentat din rețeaua uzuală de curent alternativ.

Analiza funcționării mașinii asincrone în regimul de frînare dinamică, cînd aceasta se comportă ca un alternator în funcționare nerecuperativă, se face de obicei prin echivalarea cu un regim de motor, în ideea de a beneficia de teoria cunoscută a sa. Să recapitulăm unele chestiuni de mașini electrice. Amplitudinea armonicei fundamentale a tensiunii magnetice a unei faze din stator, alimentată cu curentul alternativ sinusoidal de valoare efectivă I_{1e} este

$$F_{1a} = \frac{2}{\pi} \frac{w_1}{p} k_{w1} I_e \sqrt{2}, \qquad (4-31)$$

unde: w_1 este numărul de spire pe fază statorică;

p — numărul de perechi de poli;

k_{w1} — factorul de înfășurare.

Întreaga înfășurare trifazată produce o tensiune magnetică rezultantă, a cărei amplitudine corespunzătoare aceleiași prime armonice este

$$F_{ta}=\frac{3}{2}F_{1a}. \tag{4—32}$$

Pe de altă parte, tensiunea magnetică produsă de curentul continuu I_c depinde de schema de conexiuni din stator și de sensul de parcurgere al înfășurărilor de fază statorice de către curentul continuu. De exemplu, pentru schema numărul 1 din tabelul 4—2, tensiunea magnetică creată pe fază de curentul continuu are drept amplitudine a primei sale armonice

$$F_{1c}=\frac{2}{\pi}\frac{w_1}{p}k_{w1}I_c, \tag{4—33}$$

conform relației (4—31), în care $I_{1e}\sqrt{2}$ se înlocuiește cu I_c. Ținînd cont de diagrama vectorială corespunzătoare schemei studiate 1 (două înfășurări de fază parcurse de curentul I_c, decalate cu unghiul electric de 120° între ele), se poate scrie expresia amplitudinii primei armonici a tensiunii magnetice rezultante

$$F_{tc}=2\cos\frac{\pi}{6}F_{1c}=\sqrt{3}F_{1c}. \tag{4—34}$$

Dacă se acceptă, pentru o bună utilizare a circuitului magnetic al mașinii, drept condiție generală de echivalență între regimul de motor și cel de frînare dinamică egalitatea

$$F_{ta}=F_{tc}, \tag{4—35}$$

rezultă pentru schema concretă studiată curentul continuu

$$I_c=\sqrt{\frac{3}{2}}I_{1e}.$$

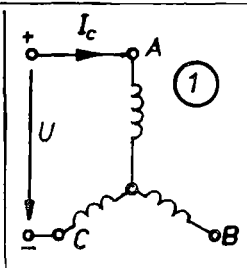
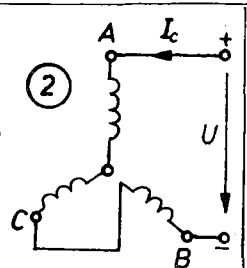
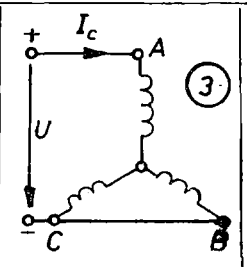
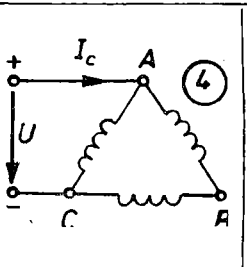
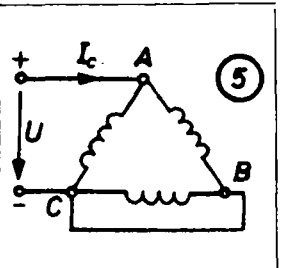
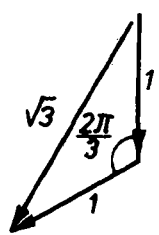
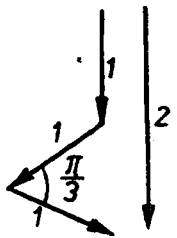
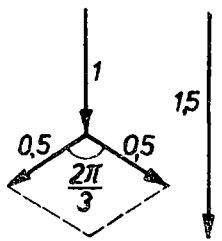
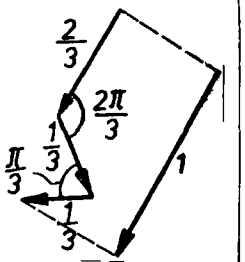
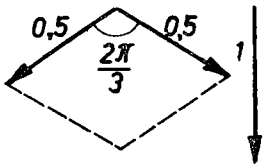
În tabelul 4—2 se mai dau, pentru 5 scheme posibile de alimentare a statorului trifazat în curent continuu, rezistența totală în funcție de rezistența de fază R_1, raportul I_c/I_{1e}, cît și U_c/R_1I_{1e}, U_c fiind tensiunea continuă necesară.

Pentru a se atinge un cuplu mai important de frînare, se poate admite un curent continuu care să solicite termic statorul ca și curentul nominal (deci se poate lua $I_{1e}=I_{1N}$). Puterea necesară a sursei se poate calcula imediat, U_cI_c. În general valoarea curentului continuu este mai mare decît valoarea efectivă a curentului alternativ pe fază, din regimul de motor echivalent (adică $I_c/I_{1e}>1$).

Se poate demonstra valabilitatea unei formule similară relației lui Kloss pentru dependența cuplului în funcție de alunecare $m(s)$, în regimul de frînare dinamică:

$$m=\frac{2M_{cd}}{\frac{s_c}{s}+\frac{s}{s_c}}, \tag{4—36}$$

Variante de conexiuni posibile a înfășurării trifazate statorice la frînarea dinamică a mașinii asincrone

Schema de alimentare în curent continuu a înfășurării statorice					
Diagrama vectorială corespunzătoare					
Rezistența totală	$2\ R_1$	$3R_1$	$\frac{3}{2}\ R_1$	$\frac{2}{3}\ R_1$	$\frac{1}{2}\ R_1$
I_c/I_{1e}	$\sqrt{\frac{3}{2}}=1{,}255$	$\frac{3}{2\sqrt{2}}=1{,}061$	$\sqrt{2}=1{,}414$	$\frac{3}{\sqrt{2}}=2{,}121$	$\sqrt{6}=2{,}450$
U_c/R_1I_{1e}	$\sqrt{6}=2{,}450$	$\frac{9}{2\sqrt{2}}=3{,}182$	$\frac{3}{\sqrt{2}}=2{,}121$	$\sqrt{2}=1{,}414$	$\sqrt{\frac{3}{2}}=1{,}255$

unde alunecarea s este înlocuită de raportul

$$s = -\frac{\Omega}{\Omega_0}, \qquad (4-37)$$

adică viteza unghiulară a rotorului luată cu semn schimbat, raportată la viteza de sincronism a mașinii. În formula (4—36) s_c este alunecarea căreia îi corespunde cuplul maxim de frînare M_{cd}, ambele date de egalitățile

$$s_c = \frac{R'_2 + r'_2}{X_0 + X'_{\sigma 21}} \; ; \; M_{cd} = \frac{3X_0 I_1^2 e}{2\Omega_0 (X_0 + X'_{\sigma 21})}, \qquad (4-38)$$

unde X_0 este reactanța de magnetizare ($X_0 \simeq E_1/I_{10}$), r'_2 fiind rezistența suplimentară înseriată simetric pe fazele rotorului, celelalte notații fiind clasice.

În figura 4—24 sînt redate caracteristicile mecanice de frînare dinamică pentru diferite rezistențe totale înseriate în rotor.

Utilizarea regimului de frînare dinamică a mașinii asincrone are loc pentru oprirea completă a sistemului de acționare, frînarea fiind lină și sigură. Dezavantajul principal constă în necesitatea operării de schimbări în schema de conexiuni și a sursei de tensiune continuă. Frînarea nu este eficientă la viteze de rotație mici, anulîndu-se la o viteză nulă de rotație.

Frînarea dinamică se folosește pentru oprirea rapidă a numeroase mașini de lucru și pentru reducerea timpului de oprire a sistemelor de acționare cu moment axial mare de inerție. Frînarea dinamică se practică pînă la circa 50 kW.

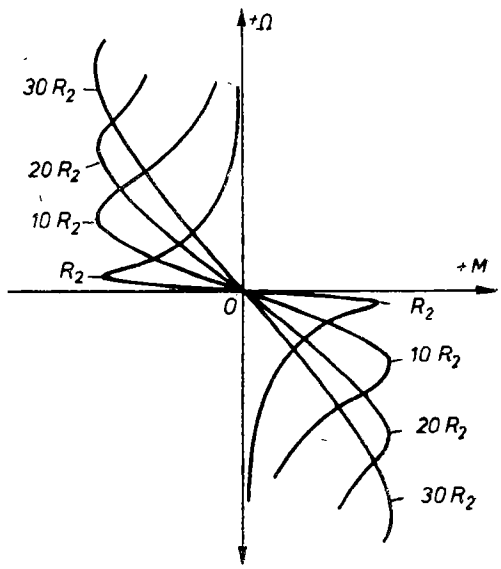


Fig. 4—24. Caracteristici mecanice statice de frînare dinamică a mașinii asincrone trifazate.

Datorită valorii relativ scăzute, pe caracteristica mecanică naturală de frînare, a valorii vitezei de rotație pentru care are loc dezvoltarea cuplului maxim de frînare, la frînarea dinamică se introduc și rezistențe în circuitul rotoric. Modificînd aceste rezistențe sau influențînd excitația de curent continuu din stator, cuplul de frînare poate fi adaptat diferitelor cerințe, el putînd fi variat uneori în cursul frînării între două limite — una minimă și cealaltă maximă.

4.5.1.3. Frînarea propriu-zisă

Mașina asincronă polifazată se află în *regimul de frînare propriu-zisă* (cunoscut și sub denumirile de *frînare prin cuplare inversă, contraconectare* sau *contracurent*), dacă rotorul său se învîrte în sens invers celui al cîmpului magnetic învîrtitor statoric, deci în sens opus sensului de acțiune electro-

magnetic ce se exercită asupra rotorului. Acest lucru se întîmplă pentru alunecări $s>1$. Mașina electrică primește putere mecanică pe la arbore, fie pe seama energiei cinetice a corpurilor în mișcare de rotație din componența sistemului de acționare, fie sub acțiunea unui cuplu static potențial, de pildă la coborîrea unei greutăți, pe seama energiei potențiale gravitaționale. În același timp mașina absoarbe putere electrică din rețeaua polifazată de alimentare. Aceste puteri se transformă nerecuperabil în putere termică, în rezistențele circuitelor înfășurărilor mașinii asincrone degajîndu-se căldură, inclusiv în rezistoarele suplimentare înseriate de regulă în rotor, abstracție făcînd de cota parte necesară învingerii cuplului reactiv de sarcină.

Plecînd de la regimul de bază de motor, regimul de frînare propriu-zisă se realizează în două variante:

1) prin variația rezistenței rotorice pe fază, la o succesiune invariabilă a fazelor statorului dar inversînd sensul de rotație (cuplu static de natură potențială);

2) prin modificarea succesiunii fazelor statorului și înserierea de rezistențe suplimentare în fazele rotorice, la același sens de rotație.

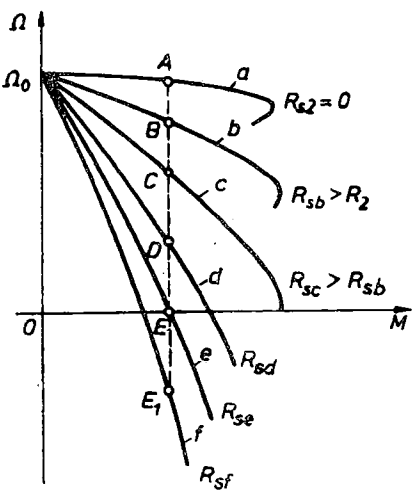


Fig. 4—25. Caracteristici mecanice statice ale mașinii asincrone trifazate, în regim de frînare-propriu-zisă cu inversarea sensului de rotație (cadranul IV), la aceeași succesiune a fazelor statorice.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație. Dacă se crește rezistența pe fază rotorică suficient de mult, la același cuplu rezistent de natură potențială, mașina poate trece din regimul de motor în cel de frînare propriu-zisă (cadranul IV din planul ΩOM, porțiunile *e*, *f* de caracteristici reostatice, fig. 4—25). Deși sensul cuplului electromagnetic nu se schimbă, rotorul este antrenat în sens invers sub acțiunea cuplului static potențial, iar cuplul electromagnetic devine un cuplu de frînare, opunîndu-se mișcării.

Dacă valoarea rezistenței introduse în circuitul rotoric pe fază este astfel aleasă încît la cuplul rezistent M_s=const. viteza motorului să fie nulă (curba *e*, punctul de funcționare *E*), rotorul mașinii electrice, ca și întregul sistem de acționare, rămîne imobil. În acest punct de funcționare mașina electrică asincronă se comportă ca un receptor pasiv, nefiind nici în regim de motor, nici în regim de frînare propriu-zisă. Energia electrică activă primită de la rețea se transformă în căldură, mai ales în rezistența rotorică suplimentară pe fază R_{se}. Nu se produce energie mecanică, viteza de rotație fiind nulă.

Pentru ca mașina să funcționeze în cadranul al patrulea al caracteristicilor mecanice, mașina asincronă trebuie să funcționeze pe o caracteristică mecanică reostatică cu o rezistență pe fază, înseriată în rotor, superioară rezistenței R_{se}, de exemplu $R_{sf}>R_{se}$. Punctul de funcționare va ajunge în final în E_1, pe caracteristica notată cu *f* (fig. 4—25), în domeniul vitezelor de rotație negative. Variindu-se R_{sf}, care trebuie să rămînă superioară lui R_{se}, la cuplul constant M_s, se poate varia viteza de coborîre a greutății sau eventual a trenului, acționate de mașina asincronă. Evident că pentru R_{sf}

crescător, poziția caracteristicii mecanice din cadranul IV va fi tot mai apropiată de axa ordonatelor, pe porțiunea sa practic rectilinie.

Remarcăm, pentru a recapitula, dezvoltarea unui cuplu electromagnetic de același sens cu cel în regim de motor, numai că, în această variantă de frînare electrică, va fi de frînare, opunînduse cuplului potențial, care a devenit activ — întreținînd mișcarea.

Frînarea propriu-zisă prin modificarea succesiunii fazelor statorice. În acest scop, după ce mașina asincronă a funcționat inițial ca motor în punctul de funcționare A, de viteză staționară (fig. 4—26, *a*,) se intervertesc între ele două conductoare de alimentare statorică. Simultan se intercalează în fazele circuitului trifazat rotoric și rezistoare de limitare a curentului, de rezistență convenabilă, ca în figura 4—26, *b*.

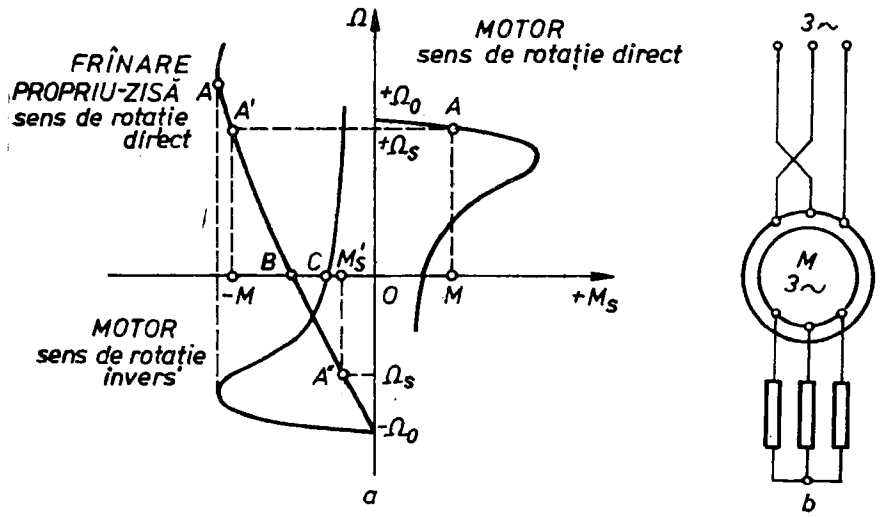


Fig. 4—26. Frînarea propriu-zisă prin inversarea succesiunii fazelor, cu menținerea aceluiași sens de rotație, la mașina asincronă trifazată:

a — caracteristici mecanice de frînare; *b* — modificarea schemei de conexiuni.

Presupunînd o modificare practic instantanee în schema de conexiuni, atît în stator cît și în rotor, punctul de funcționare trece la viteza unghiulară constantă în A'; sensul cîmpului magnetic învîrtitor statoric se schimbă. Are loc o frînare în cadranul II, cuplul static, ca și cuplul electromagnetic, neîntreținînd acum mișcarea; punctul de funcționare se deplasează spre punctul B, în care viteza unghiulară a mașinii se anulează. Mașina asincronă se află în regimul de frînare propriu-zisă pînă în punctul menționat B. În acest punct trebuie să se deconecteze mașina de la rețea; în caz contrar, mașina trece din nou în regim de motor, cu sensul de rotație invers celui inițial (cadranul III). În această situație punctul de funcționare ajunge din nou într-un regim staționar în A'', dacă cuplul static reactiv pentru noul sens de rotație a devenit M'_s=const. (fig. 4—26, *a*). În schemele de comandă automată deconectarea mașinii asincrone se face de către un releu de viteză nulă, care declanșează contactorul de linie. Suprasolicitarea termică a înfășurărilor mașinii este micșorată prin introducerea de rezistențe în circuitul

rotoric, ceea ce modifică și forma caracteristicii de frînare. Situația cea mai dezavantajoasă o are mașina asincronă cu rotorul în colivie, care nici nu permite obținerea de cupluri de frînare inițiale mari (fig. 4—26, *a*).

Frînarea în regimul de frînare propriu-zisă, în oricare din cele două variante (care nu diferă între ele decît prin felul în care se ajunge ca sensul de rotație al rotorului să fie opus sensului cuplului electromagnetic), are loc la orice viteză subsincronă. Acesta este un avantaj substanțial. Un altul îl constituie neanularea cuplului de frînare simultan cu anularea vitezei. Frînarea se realizează cu un cuplu mediu de $(1{,}5 \ldots 2)M_N$, fiind deci eficientă, scăderea cuplului de frînare în cursul frînării nefiind prea accentuată.

În afara avantajelor enumerate, trebuie să se aibă în vedere solicitările termice relativ mari, mai mici la mașinile cu rotorul bobinat. La începutul frînării apar șocuri dinamice importante în transmisii. Siguranța în funcționare este diminuată din cauza prezenței și a eventualelor defecte ale releului de viteză.

Mașinile asincrone ce urmează să funcționeze în regimul de frînare propriu-zisă se dimensionează special, avîndu-se în vedere o mai bună evacuare a căldurii degajate fiind de construcție specială.

Frînarea propriu-zisă se utilizează în sistemele de acționare în care se pretinde realizarea unor opriri și reversări rapide ale mașinii de lucru, fie din considerente de protecția muncii, fie datorită cerinței de majorare a productivității agregatului acționat.

4.5.1.4. Alte regimuri de frînare a mașinii asincrone

Mașina asincronă mai poate fi frînată pe cale electromagnetică și prin utilizarea unor alimentări cu sisteme nesimetrice de tensiuni, frînarea cu condensatoare, frînarea cu doi curenți, ca și frînarea prin scurtcircuitarea bornelor statorice, după deconectarea de la rețea. Unele din aceste metode de frînare, care dealtfel se pot încadra în regimurile de frînare studiate sau reprezintă regimuri mixte de frînare, vor fi examinate sumar în cele ce urmează.

Mașina asincronă trifazată se frînează uneori în regim de alimentare a înfășurărilor statorice cu un sistem nesimetric de tensiuni; în particular, *alimentarea monofazată* a mașinii trifazate reprezintă un caz limită de alimentare trifazată nesimetrică. Frînarea realizată ca și forma caracteristicilor mecanice statice de frînare depind de gradul de disimetrie U_i/U_d, U_i fiind valoarea efectivă comună a componentelor simetrice inverse, iar U_d valoarea efectivă comună a componentelor simetrice directe, în care poate fi descompus sistemul trifazat nesimetric al tensiunilor statorice de alimentare.

Vom menționa doar *frînarea subsincronă monofazată*. Pentru aceasta, se întrerupe o fază de la alimentarea din rețea sau se utilizează schema din figura 4—27; în înfășurările de fază rotorice, nefigurate, se introduce în serie pe faze cîte o rezistență relativ mare. Caracteristica mecanică de frînare obținută pentru o anumită rezistență înseriată pe fază în rotor este redată în figura 4—28, caracteristică apropiată de o dreaptă care trece prin origine și prin cadranele II și IV pentru o rezistență suplimentară pe fază de circa $3OR_2$. Frînarea este independentă de sensul de rotație.

Deoarece tensiunea pe fază devine $1/\sqrt{3}$ din cea din regimul de motor, cuplul maxim de frînare va fi numai de 1/3 din cuplul critic nominal al motorului.

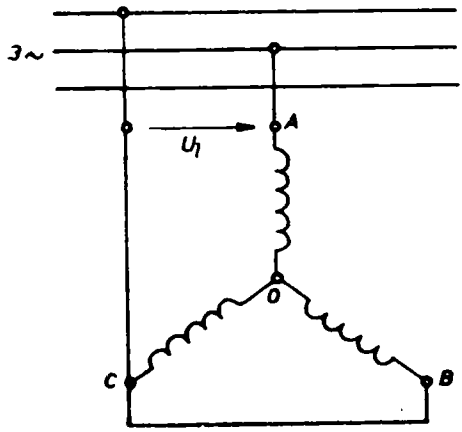


Fig. 4—27. Alimentarea monofazată pentru frînarea subsincronă a mașinii asincrone trifazate.

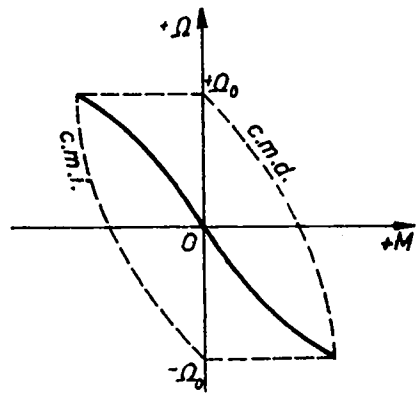


Fig. 4—28. Caracteristica mecanică de frînare subsincronă a unei mașini asincrone trifazate.

Frînarea cu schema nesimetrică din figura 4—29 se bazează pe faptul că inversînd începutul cu sfîrșitul unei faze statorice a statorului conectat în triunghi, apare o caracteristică mecanică de frînare în cadranele II și IV, situată între cele de frînare subsincronă monofazată și de frînare propriu-zisă. Calculul exact se face cu ajutorul teoriei componentelor simetrice.

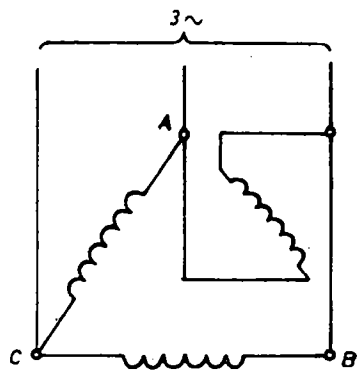


Fig. 4—29. Conexiunea înfășurării statorice la frînarea mașinii asincrone trifazate prin inversarea extremităților unei faze statorice.

Frînarea cu doi curenți a motorului asincron se bazează pe suprapunerea regimurilor de frînare propriu-zisă și dinamică, adică a regimului de generator nerecuperativ. Denumirea acestui regim de frînare mixtă se sprijină pe faptul că în înfășurarea statorică trec simultan curenți alternativi și o componentă continuă. În figura 4—30 sînt trasate unele scheme posibile de frînare cu doi curenți. Frînarea începe după deschiderea contactelor *c1* și închiderea contactelor *c2*, ultimele modificînd succesiunea fazelor. Schemele utilizate conțin diode redresoare, care permit trecerea unidirecțională a curentului, ca și rezistoare suplimentare.

Caracteristicile mecanice de frînare cu doi curenți ale mașinii asincrone rezultă însumînd algebric caracteristicile mecanice de frînare propriu-zisă și de frînare dinamică (fig. 4—31). După cum se vede, caracteristica mecanică rezultantă notată cu *3* din cadranul II prezintă cupluri de frînare apreciabile. Nedeconectînd mașina de la rețea în punctul *A*, mașina trece pe porțiunea *AB* (cadranul III) în regim de motor, cu sensul de rotație opus celui avut inițial. Se pot realiza viteze scăzute pe această porțiune, de cîteva procente din viteza nominală a motorului.

Față de frînarea dinamică, frînarea cu doi curenți are o eficacitate mai mare — cuplu mediu de frînare mai ridicat. La viteză nulă cuplul de frî-

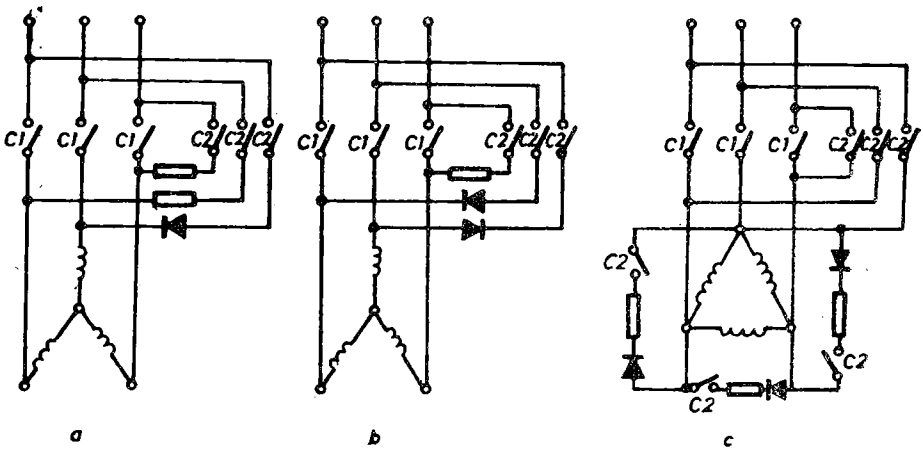


Fig. 4—30. Scheme de conexiuni în statorul mașinii asincrone trifazate, pentru frînarea cu doi curenți.

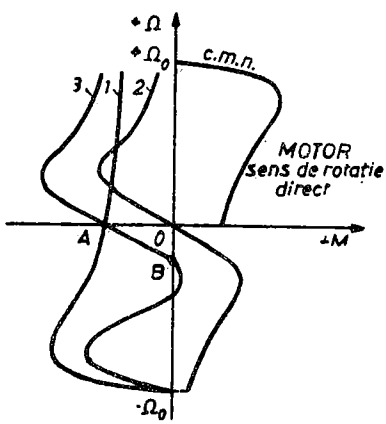


Fig. 4—31. Însumarea algebrică a caracteristicilor mecanice de frînare propriu-zisă (curba *1*) și de frînare dinamică (curba *2*), pentru obținerea caracteristicii mecanice de frînare cu doi curenți a mașinii asincrone trifazate.

nare este încă apreciabil. Deși frînarea cu doi curenți pretinde modificări în schema de conexiuni și utilizarea unei scheme de comandă automată mai complicată, acest regim de frînare s-a răspîndit în ultimul deceniu la motoarele de putere medie.

4.5.2. Frînarea motoarelor sincrone

În general, frînarea la motoarele sincrone de acționare nu prezintă interesul pe care-l ridică la celelalte tipuri de motoare electrice. De cele mai multe ori nu se pune, pur și simplu, problema frînării motoarelor electrice sincrone. Totuși, pornind de la regimul de funcționare ca motor, mașina sincronă poate funcționa și în regimuri de frînare.

Frînarea în regim de generator cu recuperare nu poate fi luată în discuție, deoarece mașina fiind legată la rețeaua de alimentare trifazată cu frecvență constantă, viteza sa are o valoare invariabilă. Deși această frînare s-ar putea realiza sub influența unui cuplu static potențial, frînarea nepermițînd reducerea vitezei nu poate fi folosită nici la limitarea vitezei de rotație.

Regimul de frînare propriu-zisă ar putea fi obținut la mașinile sincrone posedînd cuplu asincron prin intervertirea a două faze de alimentare și schimbînd deci succesiunea fazelor statorice. Cuplurile de frînare asincrone relativ mici, suprasolicitările termice mari și șocurile importante de curent nu recomandă acest regim de frînare.

Singurul regim de frînare utilizat la mașinile sincrone este *frînarea dinamică* (regim de generator nerecuperativ). După deconectarea statorului de la rețea, înfășurarea de excitație rotorică rămîne alimentată cu curent con-

tinuu, iar înfășurarea trifazată se conectează pe un reostat trifazat (fig. 4—32). Energia cinetică a corpurilor sistemului de acționare, în mișcare de rotație, se transformă în căldură prin intermediul energiei electrice, abstracție făcînd de partea necesară învingerii cuplului static rezistent. Cuplul de frînare obținut depinde de turație și de fluxul de excitație, anulîndu-se odată cu tensiunea electromotoare indusă pe fază, la anularea vitezei de rotație. Cu cît rezistența pe fază a reostatului de frînare va fi mai mare, cuplul de frînare la aceeași viteză va fi mai mic. Din punct de vedere fizic acest regim de frînare nu diferă de frînarea dinamică a motorului asincron; din acest motiv caracteristicile mecanice de frînare obținute au aceeași formă cu cele de la acest motor.

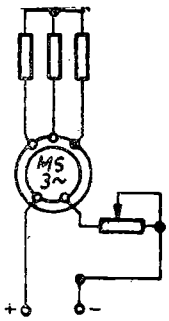


Fig. 4—32. Schemă de conexiuni la frînarea dinamică a mașinii sincrone trifazate.

4.5.3. Frînarea motoarelor de curent continuu

Aceste motoare pot fi frînate pe cale electrică în diferite regimuri, apărînd unele particularități în funcție de felul alimentării excitației mașinii concrete. Regimurile de frînare de bază, pornind de la cel de motor, sînt de *generator (cu recuperarea energiei* sau *fără recuperare*, ultimul fiind denumit și *regim de frînare dinamică)* și de *frînare propriu-zisă*. Ca și la mașina asincronă, ultimul regim se prezintă de asemenea în două variante, cu schimbarea sensului de rotație și fără schimbarea sensului de rotație.

4.5.3.1. Regimul de frînare recuperativă

În acest regim de funcționare, denumit și *regim de frînare cu recuperarea energiei*, mașinile de curent continuu cu excitație independentă și derivație trec din regimul inițial de funcționare ca motor, dacă menținîndu-se același sens de rotație, viteza mașinii depășește viteza de funcționare în gol ideală Ω_0. La flux de excitație constant, tensiunea electromotoare produsă prin rotație este $E_0 = -c\Omega$ (c = const.); pe de altă parte, tensiunea rețelei poate fi scrisă ca fiind $U = c\Omega_0$. Pentru o viteză unghiulară Ω superioară lui Ω_0, este limpede că $|E_0| > U$. Consecința este schimbarea sensului curentului rotoric I_a, care cu sensurile pozitive introduse în figura 4—33 este

$$I_a = \frac{U + E_0}{R_A} = \frac{c(\Omega_0 - \Omega)}{R_A} < 0, \qquad (4-39)$$

față de cel din regimul de motor, ca și schimbarea semnului și sensului cuplului electromagnetic exercitat asupra rotorului. Cuplul electromagnetic din cuplu activ devine rezistent, care se opune mișcării. Lucrul mecanic furnizat arborelui mașinii electrice se transformă în energie electrică, cedată rețelei de alimentare, exceptînd pierderile — comparabile cu cele nominale. Acest regim de frînare nu pretinde modificări în schema de conexiuni a mașinii, față de funcționarea acesteia în regim de motor.

În vederea deducerii ecuației caracteristicii mecanice de frînare recuperativă, vom porni de la ecuația de echilibru a tensiunilor în circuitul rotoric. Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff conturului închis Γ (fig. 4—33, *a*), se obține:

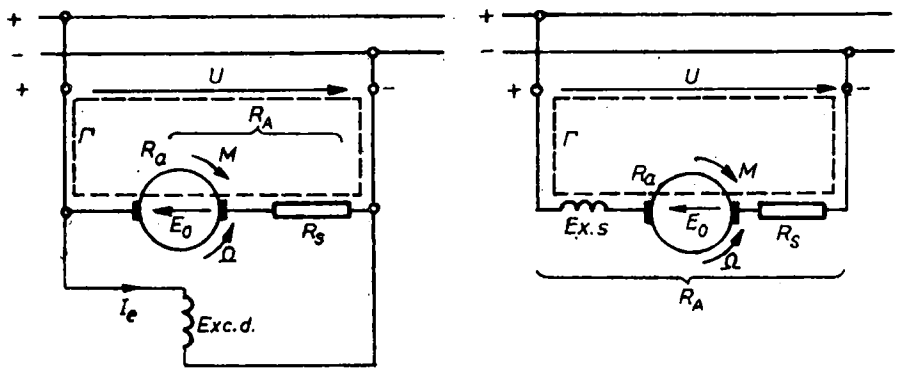


Fig. 4—33. Sensurile pozitive pentru frînarea cu recuperare a mașinii de curent continuu: *a* — cu excitație în derivație; *b* — cu excitație în serie.

$$E_0 = -c\Omega = -R_A I_a - U,$$

de unde

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A M}{c^2} = \frac{U}{c} + \frac{R_A M_f}{c^2}, \qquad (4-40)$$

deoarece cuplul electromagnetic de frînare este $M_f = -cI_a = -M$. Se relevă că ecuația familiei de caracteristici mecanice statice de frînare recuperativă coincide cu ecuația caracteristicilor mecanice din regimul de motor, fiind în prelungirea acestora în cadranul al doilea (pentru sensul direct de rotație) și al patrulea (pentru sensul invers de rotație) al planului caracteristicilor mecanice. În figura 4—34 s-au trasat caracteristici mecanice de frînare cu recuperare, corespunzătoare ambelor sensuri posibile de rotație a motorului. Pentru o anumită viteză $\Omega > \Omega_0$, cuplurile de frînare vor fi cu atît mai mari cu cît rezistența rotorică $R_A = R_a + R_s$ (R_s fiind rezistența înseriată) va fi mai mică. Frînarea cea mai puternică are loc pe caracteristica mecanică naturală ($R_s = 0$, $R_A = R_a$). Pentru un același cuplu de frînare, viteza de rotație este cu atît mai mare, cu cît valoarea rezistenței R_s este mai ridicată.

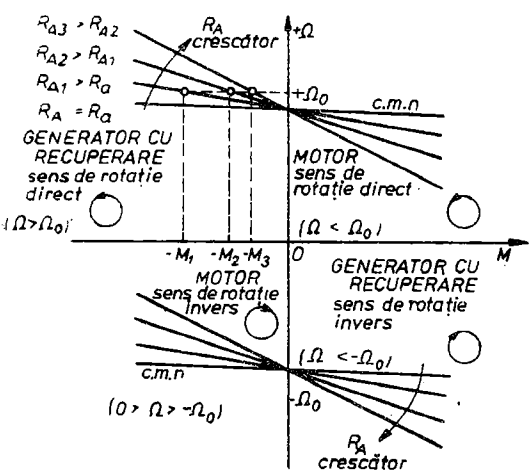


Fig. 4—34. Caracteristici mecanice ale mașinii de curent continuu cu excitație în derivație, în regimul de generator cu recuperare.

Datorită particularităților pe care le prezintă, regimul de generator cu recuperarea energiei nu poate fi utilizat pentru oprirea agregatului motor — mașină de lucru, ci doar pentru limitarea vitezei sale, ca și la mașina asincronă. Utilizările acestui regim de frînare sînt similare cu cele indicate la mașina asincronă (paragraful 4.5.1.1).

La *mașina de curent continuu cu excitație în serie*, frînarea recuperativă nu poate avea loc pe caracteristica mecanică naturală, aceasta neintersectînd axa vitezelor unghiulare în zona vitezelor de rotație admisibile. Se poate obține o funcționare în cadranul al doilea și al patrulea (ultimul pentru sensul invers de rotație), într-un regim de funcționare de generator cu recuperare de energie, prin șuntarea indusului sau înserierea de rezistențe în circuitul rotoric, deci cu modificări în schema de conexiuni a motorului. Avantajele recuperării sînt însă mai mici, apărînd pierderi în aceste rezistențe. La vehiculele cu tracțiune electrică se recurge adesea la alimentarea separată a înfășurării de excitație, de la acumulatoare sau redresoare, tensiunea acestora fiind aleasă adecvat. Mașina este de fapt transformată într-o mașină cu excitație separată, comportarea sa și caracteristicile mecanice de frînare fiind identice cu cele ale mașinii de curent continuu cu excitație separată și flux de excitație constant.

În situația *mașinii de curent continuu cu excitație mixtă*, aceasta prezintă în regimul de funcționare ca motor o anumită viteză de funcționare în gol ideală $\Omega_0 = U/k\Phi_d$, Φ_d reprezentînd fluxul magnetic pe pol principal (reacția indusului fiind presupusă compensată) al înfășurării de excitație derivație (fig. 4—35). În regimul de generator recuperativ sau de frînare recuperativă, curentul schimbîndu-și sensul în înfășurarea de excitație serie, pentru a se evita scăderea fluxului pe pol al mașinii, această înfășurare se scurtcircuitează. Procedînd însă în acest mod, caracteristicile mecanice de frînare devin identice cu cele obținute la mașina de curent continuu cu excitație în derivație. Dacă în funcționarea ca generator cu recuperare se trece numai datorită vitezei unghiulare $\Omega > \Omega_0$, fără a se efectua scurtcircuitarea înfășurării serie, cuplul de frînare crește foarte puțin la creșterea curentului, caracteristica mecanică de frînare avînd astfel pantă mare.

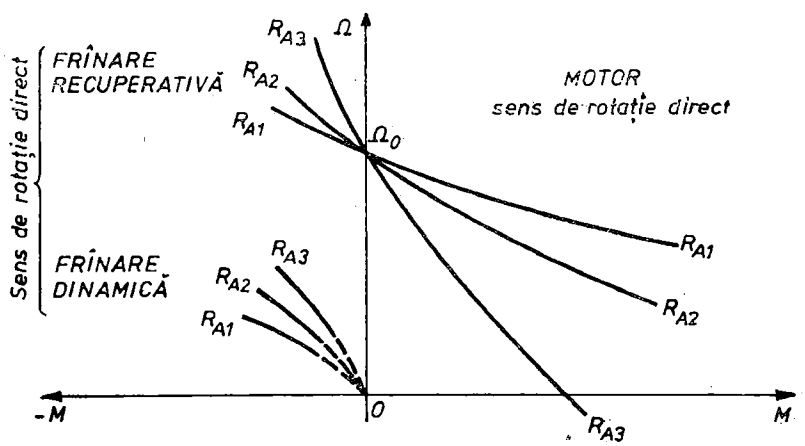


Fig. 4—35. Caracteristici mecanice reostatice ale mașinii de curent continuu cu excitație mixtă în diferite regimuri de funcționare (sens de rotație direct):

parametru: rezistența echivalentă circuitului rotoric ($R_{A1} < R_{A2} < R_{A3}$).

4.5.3.2. Frînarea dinamică sau reostatică (regim de generator nerecuperativ)

Manevra inițială care conduce la acest regim este deconectarea rotorului de la rețea si conectarea sa pe un rezistor de limitare a curentului R_l; înfășurarea de excitație, la mașinile cu excitație independentă și în derivație, continuă să fie alimentată (fig. 4—36). Mașina trece în regim de generator, energia cinetică transformîndu-se în căldură în rezistența echivalentă a rotorului $R_A = R_a + R_l$. Cum de obicei $R_l > R_a$, cea mai mare parte din căldura disipată se degajă în R_1, deci în afara rotorului.

La trecerea din regimul de motor în regimul de frînare dinamică sensul de rotație și cel al curentului de excitație rămîn neschimbate, dar se schimbă sensul curentului rotoric, ca și al cuplului electromagnetic. Ecuațiile de funcționare ale mașinii în regimul de frînare dinamică sînt:

$$-E_0 = k\Phi\Omega = c\Omega = R_A I_a;$$

$$M = -k\Phi I_a = -k^2\Phi^2/R_A = -\frac{c^2}{R_A}, \qquad (4-41)$$

dacă se neglijează căderea de tensiune la perii. Eliminarea curentului rotoric între ecuațiile anterioare conduce la ecuația caracteristicilor mecanice de frînare dinamică:

$$\Omega = -\frac{R_A M}{k^2\Phi^2} = -\frac{(R_a + R_l)M}{c^2}. \qquad (4-42)$$

Pentru diferiți R_l se obține un fascicul de drepte care trec prin origine situat în cadranul II (cuplu static reactiv) sau II și IV (cuplu static potențial), trasate în figura 4—37. Ecuația (4—42) se poate obține și direct din expresia analitică a caracteristicilor mecanice reostatice din regimul de motor, făcînd nulă tensiunea U de alimentare.

Dacă motorul funcționa inițial în punctul P de funcționare staționară pe caracteristica mecanică naturală (fig. 4—37), presupunînd că modificarea

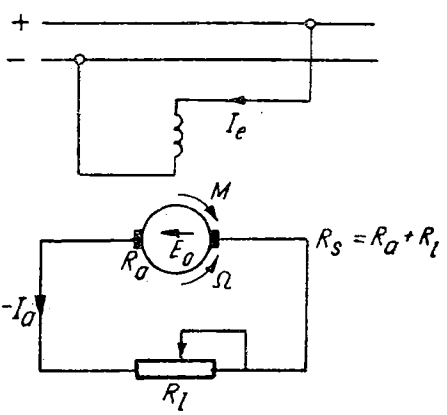


Fig. 4—36. Schema de conexiuni la frînarea dinamică a mașinii de curent continuu cu excitație în derivație.

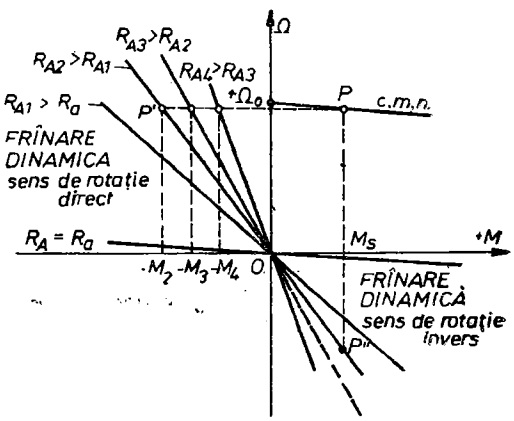


Fig. 4—37. Caracteristici mecanice statice de frînare dinamică a mașinii de curent continuu cu excitație în derivație:

parametru: rezistența totală R_A a circuitului rotoric, $R_A = R_a + R_l$ (fig. 4—36).

de conexiuni are loc instantaneu, acesta trece în P' dacă $R_A = R_{A2}$, la începutul frînării. Datorită cuplului de frînare inițial $M_f = -M_2$, punctul de funcționare se deplasează spre viteze de funcționare mai mici. În origine mașina s-a oprit (cuplu static rezistent reactiv). La cuplu static potențial M_s = const., punctul de funcționare staționară se va stabiliza în P'', în cadranul IV, cînd mașina se rotește în sens invers celui avut în regim de motor. Pentru sporirea eficienței frînării, aceasta poate fi efectuată pe mai multe caracteristici mecanice de frînare dinamică, obținute cu diferite rezistențe de limitare înseriate, tot mai mici ca valoare, cuplul de frînare fiind făcut să varieze între două valori, una maximă și alta minimă. La atingerea vitezelor de rotație apropiate de zero se poate folosi și o frînare mecanică.

Regimul de generator sau de frînare dinamică poate fi realizat la *mașina de curent continuu cu excitație în serie* în două moduri: prin excitare separată sau independentă și prin autoexcitarea mașinii.

Frînarea dinamică sau reostatică cu autoexcitație are loc prin trecerea din regimul de motor, cu schema sa obișnuită de alimentare, la schema redată în figura 4—38, care presupune separarea completă a motorului de rețeaua de alimentare. În prealabil trebuie inversate legăturile la periile rotorului, pentru a se evita demagnetizarea circuitului magnetic al mașinii și neexcitarea acesteia ca generator. Aceasta face să se păstreze sensul curentului prin înfășurarea de excitație, deoarece în regim de generator sensul curentului prin rotor se schimbă față de acela în regim de motor. Autoexcitarea se produce datorită fluxului magnetic remanent inductor. Fenomenele fizice sînt identice cu cele de la mașina de curent continuu cu excitație în derivație, care funcționează în regimul de frînare dinamică.

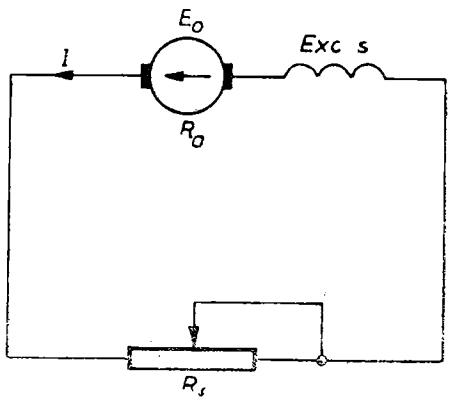


Fig. 4—38. Schema de conexiuni la frînarea dinamică cu autoexcitație a mașinii de curent continuu cu excitație în serie.

Ecuația caracteristicilor mecanice de frînare dinamică, pentru diferite valori R_f ale rezistorului de frînare — destinat limitării curentului — va fi dedusă din ecuația de funcționare

$$-E_0 = k\Phi\Omega = (R_a + R_f)I,$$

de unde

$$\Omega = \frac{(R_a + R_f)I}{k\Phi} = \Omega_l \frac{(R_a + R_f)I}{U}. \qquad (4-43)$$

Utilizarea ecuației (4—43) și a caracteristicii $I(M)$ permite trasarea a oricăreia din caracteristicile mecanice de frînare $\Omega(M)$ din cadranul II al planului ΩOM (limitîndu-ne numai la un cuplu de sarcină de natură reactivă), desenate în figura 4—39. Observăm că cuplul de frînare este mai mare la viteze mai mari și curenți mai importanți (rezistențe R_f mai mici), curenți ce reprezintă simultan și curenții de excitație. La viteze mici mașina nu este suficient excitată, timpul de frînare crescînd; mașina se poate chiar dezexcita.

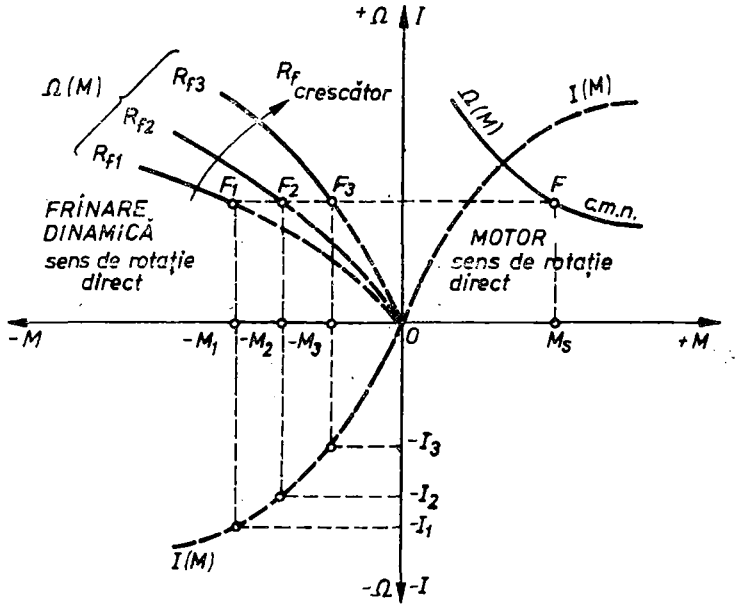


Fig. 4—39. Caracteristici mecanice statice de frînare dinamică cu autoexcitație a mașinii de curent continuu cu excitație în serie, cu sens de rotație direct:

parametru: rezistența de frînare $R_f(R_{f3}>R_{f2}>R_{f1})$.

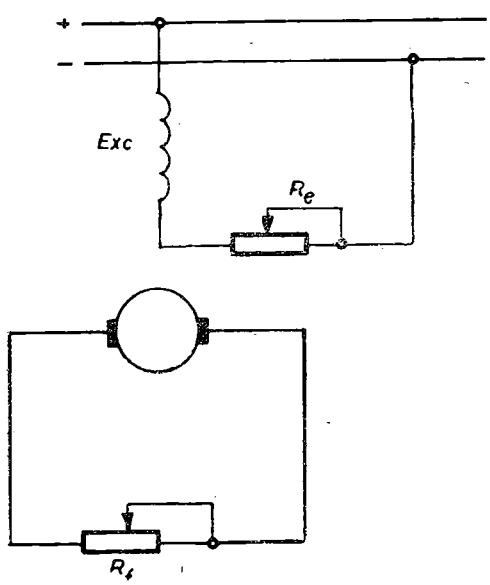


Fig. 4—40. Schema de frînare dinamică cu excitație separată a mașinii de curent continuu cu excitație în serie.

Se poate demonstra că rezistența totală $R_A=R_a+R_f$ a circuitului mașinii electrice nu trebuie să depășească o anumită valoare critică; în caz contrar mașina nu poate intra în regim de frînare dinamică cu autoexcitație.

Frînarea dinamică cu excitație separată a mașinii de curent continuu cu excitație în serie, deseori utilizată, folosește schema de conexiuni din figura 4—40. Ea nu prezintă dezavantajul scăderii pronunțate a cuplului de frînare cu viteza, deoarece fluxul de excitație rămîne constant. Înfășurarea de excitație se înseriază cu un rezistor de limitare a curentului, dacă alimentarea se face de la aceeași rețea. Mașina se comportă identic cu o mașină cu excitație derivație, caracteristicile mecanice de frînare fiind asemănătoare cu cele ale acestei mașini în același regim.

La *frînarea dinamică a motorului de curent continuu cu excitație mixtă*, cu sensul de rotație din regimul de motor, excitația serie care ar acționa demagnetizant și ar produce o scădere a cuplului de frînare va trebui să fie scurtcircuitată. Frînarea realizîndu-se doar cu înfășurarea de excitație derivație, caracteristicile mecanice de frînare vor coincide cu cele ale mașinii de curent continuu cu excitație în derivație.

4.5.3.3. Frînarea propriu-zisă

Și la motoarele de curent continuu acest regim de frînare se prezintă în două variante, pornind de la regimul de bază de motor, în care rotorul se învîrte în sens opus sensului cuplului electromagnetic, mașina fiind conectată la rețea: *cu schimbarea polarității tensiunii aplicate la periile rotorului (prin cuplare inversă)* și *prin inversarea sensului de rotație*, în prima variantă menținîndu-se același sens de rotație ca în regimul de motor.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea polarității tensiunii se întîlnește la numeroase acționări electrice ce folosesc motoare electrice de curent continuu, în care apare problema opririi rapide a instalației mecanice antrenate. Pentru fixarea ideilor, să ne referim la cazul acționării unui laminor reversibil. În asemenea instalații se pune problema ca după ce mașina a funcționat în regim de motor, rotind valțurile laminorului într-un anumit sens, să se frîneze rapid întreaga instalație și apoi să se accelereze valțurile în sens contrar. În acest scop, după ce *mașina de curent continuu cu excitație independentă* sau în derivație constantă a funcționat ca motor într-un anumit sens de rotație, se inversează sensul tensiunii U aplicate la bornele înfășurării rotorice. Mașina trece în regim de frînare propriu-zisă, pînă cînd viteza de rotație devine nulă, iar apoi în regim de motor cu sens invers de rotație.

În regimul de motor cu sensul de rotație direct, la bornele înfășurării rotorice se aplică o tensiune de o anumită polaritate, punctul de funcționare staționară fiind P pe caracteristica mecanică naturală din cadranul întîi (fig. 4—41, *b*). La apariția necesității frînării bruște a întregului sistem de acționare se întrerupe alimentarea rotorului, se conectează în serie cu acesta o rezistență R_t convenabil aleasă, iar apoi se alimentează rotorul cu o tensiune de polaritate inversată (fig. 4—41, *a*). Se poate utiliza și rețeaua de polaritate nemodificată, inversînd pur și simplu legăturile la periile rotorului. Noua caracteristică mecanică de funcționare a mașinii electrice este, de exemplu, $P'P''$. Expresia sa analitică rezultă din ecuația caracteristicilor mecanice reostatice, schimbînd semnul vitezei la funcționarea în gol ideală. Într-adevăr, dacă se schimbă tensiunea U în $-U$, Ω_0 devine $-\Omega_0$ și se obține deci

$$\Omega = -\Omega_0 - \frac{(R_a + R_t)M}{c^2}, \qquad (4-44)$$

cu $c = k\Phi$. Toate aceste caracteristici mecanice, obținute pentru diferite rezistențe R_t, sînt drepte care trec prin punctul $(0, -\Omega_0)$ al planului caracteristicilor mecanice.

Pentru a cerceta ce se petrece cu punctul de funcționare (care în regim de motor era P, fig. 4—41, *b*), să observăm că în momentul inversării polarității tensiunii rotorice punctul de funcționare sare brusc din P în P', la aceeași viteză de rotație cu cea din P, din cauza imposibilității variației bruște a vitezei. În noul punct de funcționare P' mașina lucrează în regim de frînare propriu-zisă, cu sensul direct de rotație. Ea absoarbe în continuare putere electrică de la rețeaua de alimentare (tensiunea schimbînd de semn,

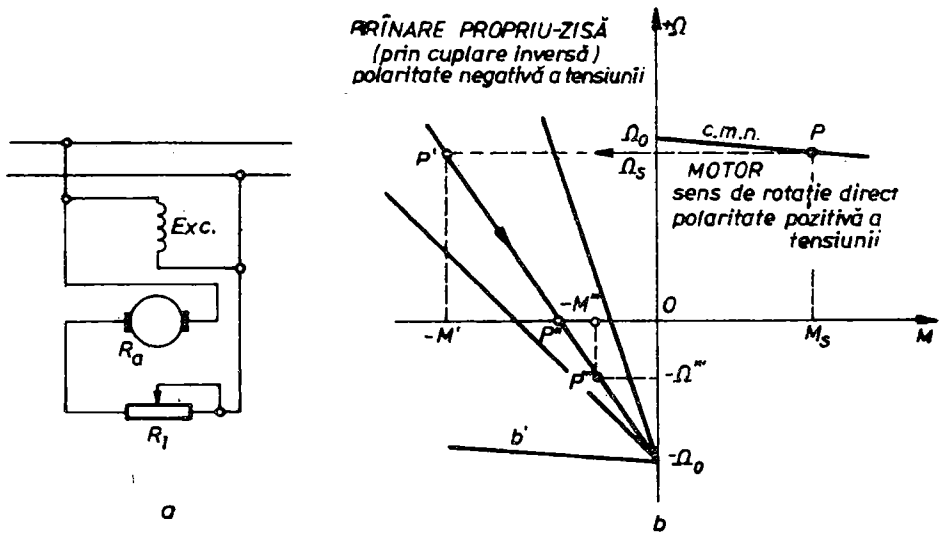


Fig. 4—41. Frînarea propriu-zisă prin inversarea polarității tensiunii, la mașina de curent continuu cu excitație în derivație:

a — inversarea polarității tensiunii la periile rotorului; *b* — caracteristici mecanice statice de frînare (parametru: rezistența rotorică totală $R_A = R_a + R_1$).

curentul de asemenea, deoarece și tensiunea electromotoare indusă și tensiunea la borne acționează acum în concordanță pentru schimbarea sensului curentului rotoric I_a) și în același timp absoarbe putere mecanică pe la arbore pe seama micșorării în timp a energiei cinetice acumulate în corpurile în mișcare de rotație ale laminorului. Toată această putere absorbită se transformă în căldură în rezistența $R_a + R_1$. Cuplul dezvoltat de mașină în punctul P' este de semn schimbat față de cel corespunzător punctului P (s-a inversat curentul I_a la același curent de excitație) și acționează în sens contrar cuplului de inerție, dinamic, al corpurilor în mișcare de rotație.

Punctul P'' (fig. 4—41, *b*) separă regimul de frînare propriu-zisă de regimul de motor cu sensul de rotație invers. Nedeconectarea mașinii de la rețea în acest punct, în care viteza de rotație este nulă, face ca ea să înceapă să se rotească în sens invers celui avut inițial, trecînd din nou în regim de motor.

Regimul de frînare propriu-zisă cu schimbarea polarității tensiunii la periile rotorului (cunoscut și ca regim de frînare prin cuplare inversă sau prin conexiuni inverse), nu se distinge prin nimic față de regimul de frînare propriu-zisă cu inversarea sensului de rotație. Diferă doar modul de trecere de la regimul de motor la cel de frînare.

La *mașina de curent continuu cu excitație în serie*, regimul de frînare propriu-zisă prin inversarea polarității tensiunii la periile rotorului conduce la caracteristicile mecanice de frînare din figura 4—42. Aspectele fenomenologice sînt similare cu cele de la mașina derivație sau cu excitație independentă. Atît la mașina serie cît și la mașinile derivație și cu excitație independentă, regimul de frînare studiat conduce la greutăți în comutație și la pierderi Joule importante.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație, la aceeași polaritate a tensiunii la borne, se întîlnește frecvent în instalațiile de ridicat cu cuplu de sarcină potențial (de exemplu la un pod rulant) și are loc prin

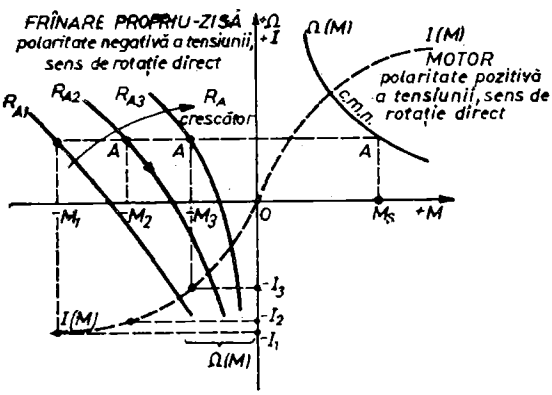


Fig. 4—42. Caracteristici mecanice statice de frînare prin inversarea polarității tensiunii rotorice (frînare propriu-zisă), la mașina de curent continuu cu excitație în serie:

parametru: rezistența echivalentă R_A a circuitului mașinii ($R_{A1}<R_{A2}<R_{A3}$).

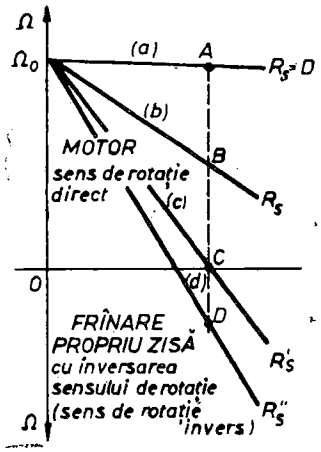


Fig. 4—43. Caracteristici mecanice statice ale motorului de curent continuu cu excitație independentă sau derivație (Φ= const.), corespunzătoare unei rezistențe de diferite valori, înseriată în circuitul rotoric și necesare frînării propriu-zise.

variația rezistenței unui rezistor înseriat cu înfășurarea rotorului. Să admitem inițial că instalația de ridicat este acționată de un *motor cu excitație independentă sau în derivație constantă*. Să considerăm că instalația ridică o anumită greutate, mașina electrică fiind în regim de motor cu o viteză relativ importantă. Pe caracteristica mecanică naturală (*a*) în regim de motor, din figura 4—43, fie *A* punctul de funcționare respectiv. Odată ajunsă greutatea la o anumită înălțime, se pune problema micșorării vitezei de ridicare. Aceasta se realizează — la același cuplu și tensiune aplicată — prin introducerea în serie cu înfășurarea rotorică a unei rezistențe R_s. Mașina funcționează mai departe ca motor, prezentînd o nouă caracteristică mecanică, reostatică, de pantă mai mare în valoare absolută. Caracteristica mecanică naturală are expresia analitică

$$\Omega=\Omega_0-\frac{R_a}{k^2\Phi^2}M,$$

cu $\Omega_0=U/k\,\Phi$— viteza de funcționare în gol ideală; caracteristica mecanică corespunzătoare unei rezistențe în serie R_s va fi

$$\Omega=\Omega_0-\frac{R_a+R_s}{k^2\Phi^2}M, \qquad (4-45)$$

evidențiindu-se o pantă proporțională cu R_a+R_s.

Pe noua caracteristică mecanică, notată cu (*b*) în figura 4—43, punctul de funcționare va fi *B*.

La un moment dat apare necesitatea opririi greutății la o anumită înălțime și deplasarea ei pe orizontală. În acest caz viteza mașinii se anulează, ea trebuind să dezvolte în continuare același cuplu electromagnetic. După cum arată caracteristica (*c*) din figura 4—43, cerințele susmenționate pot

fi satisfăcute cu ajutorul unei rezistențe majorate R'_s, intercalată în circuitul rotoric. În punctul de funcționare C de pe caracteristica (c), mașina nu lucrează nici ca motor, nici ca frînă propriu-zisă, aflîndu-se la granița de separație dintre cele două regimuri. Mașina primește putere electrică din rețea, care se transformă în căldură în rezistența totală $R_A = R_a + R'_s$, nedezvoltînd și neprimind putere mecanică, viteza unghiulară fiind nulă.

Pentru coborîrea greutății trebuie să inversăm sensul de rotație față de situația descrisă anterior. Pentru aceasta este necesară conectarea în serie a unei rezistențe $R''_s > R'_s$, punctul de funcționare staționară trecînd în D în zona vitezelor negative (în cadranul IV al planului ΩOM). Variindu-se rezistența R_s în continuare, poate fi variată viteza de coborîre a greutății. În această ultimă situație, mașina electrică lucrează în regim de frînare propriu-zisă. Ea primește putere mecanică pe la arbore, pe seama scăderii în timp a energiei potențiale a greutății în cîmpul gravitațional al pămîntului. În același timp absoarbe putere electrică de la rețea. Puterea totală absorbită este transformată prin efect Joule în rezistența rotorică totală R_A. De reținut că mașina dezvoltă cuplu electromagnetic de același sens ca și în regimul de motor, numai că de data aceasta cuplul are sens invers față de viteza de rotație, devenind un cuplu de frînare care se opune cuplului dezvoltat de greutate.

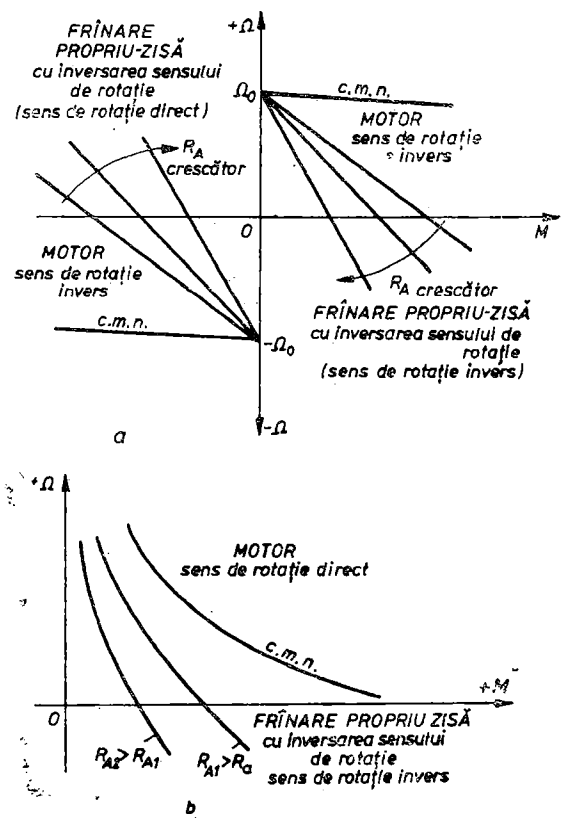


Fig. 4—44. Caracteristici mecanice de frînare propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație, la mașinile de curent continuu:
a — cu excitație independentă sau în derivație; *b* — cu excitație în serie.

În figura 4—44, *a*, sînt reprezentate diferite caracteristici mecanice reostatice de frînare propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație, situate în cadranele IV și II, corespunzătoare începerii frînării pornind de la regimul de motor din cadranele I, respectiv III, adică avînd în vedere posibilitatea funcționării mașinii în regim de motor în ambele sensuri de rotație.

În cazul unui *motor de curent continuu cu excitație în serie*, frînarea propriu-zisă cu inversarea sensului de rotație are loc de aceeași manieră cu cea descrisă anterior la motorul cu excitație independentă, sub aspectul fenomenologic. Caracteristicile mecanice de frînare sînt situate în cadranul IV al planului ΩOM, dacă sensul de rotație a funcționării ca motor este cel direct, considerat pozitiv, trasate în figura 4—44, *b*. Construirea acestor caracteristici mecanice de frînare, pentru diferite rezistențe rotorice R_A echivalente, se face conform metodicii indicate în paragraful 3.4.1.2. Caracteristicile mecanice de frînare sînt asemănătoare cu cele ale motorului de curent continuu cu excitație în derivație, în același regim de funcționare, dar prezintă particularitatea de a fi curbe și nu rectilinii.

Aplicațiile frînării propriu-zise ale mașinilor de curent continuu sînt aceleași cu cele menționate la mașina asincronă ce ar funcționa în același regim. Se subliniază necesitatea dimensionării speciale a mașinii care urmează să funcționeze în regimul de frînare propriu-zisă, ca și a folosirii unui releu de viteză nulă, care să deconecteze mașina, în clipa anulării vitezei, de la rețea.

4.6. ENERGETICA REGIMURILOR MECANICE TRANZITORII

Energia de pierderi variabile (Joule) care apare în mașinile electrice din sistemele de acționare aflate în regim electromecanic tranzitoriu, cînd variază viteza unghiulară (în particular la porniri și frînări), este deosebit de importantă, fiind principala sursă a solicitării termice a izolației înfășurărilor.

Evaluarea energiei de pierderi variabile din regimurile tranzitorii, ca și măsurile ce pot fi luate pentru reducerea acestor pierderi, foarte importante în economia noastră socialistă prin consecințele pozitive pe care le poate avea economia de energie, formează obiectul acestui subcapitol. Calculul analitic este dificil la mașinile de curent continuu cu excitație în serie și mixtă, ca și la mașina asincronă cu dublă colivie ori cu colivie simplă cu bare înalte, datorită variației în cursul proceselor tranzitorii a unor parametri ai acestor mașini.

4.6.1. Mașinile de curent continuu cu excitație în derivație și independentă

Energia de pierderi variabile în intervalul temporal t_1-t_2, cît durează regimul mecanic tranzitoriu, este

$$A=\int_{t_1}^{t_2} R_A i_a^2 \mathrm{d}t. \tag{4-46}$$

Această energie se transformă integral în căldură, în rezistența totală R_A a circuitului rotoric. Însă, neglijînd pierderile în fier și prin frecare, se poate aprecia că

$$R_A i_a^2 = m\Omega_0 - m\Omega,$$

adică puterea de pierderi variabile poate fi aproximată prin diferența între puterea electromagnetică ideală $m\Omega_0$ și puterea mecanică $m\Omega$, deci

$$A=\int_{t_1}^{t_2} m(\Omega_0-\Omega)\,\mathrm{d}t. \tag{4-46'}$$

Deoarece, din ecuația de mișcare, avem

$$m=M_s+\mathrm{J}\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t},$$

admițînd că cuplul static rezistent este $M_s=$const., se deduce

$$A=M_s\int_{t_1}^{t_2}(\Omega_0-\Omega)\,\mathrm{d}t+\mathrm{J}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}(\Omega_0-\Omega)\,\mathrm{d}\Omega. \tag{4-47}$$

Aici Ω_1, Ω_2 sînt valorile vitezei unghiulare a rotorului, corespunzătoare momentelor t_1 inițial și t_2 final, procesul tranzitoriu desfășurîndu-se în intervalul temporal t_2-t_1. Efectuînd calculele, se obține

$$A=\underbrace{M_s[\Omega_0(t_2-t_1)-\int_{t_1}^{t_2}\Omega dt]}_{A'}+\underbrace{J\left[\Omega_0(\Omega_2-\Omega_1)-\frac{\Omega_2^2-\Omega_1^2}{2}\right]}_{A''}. \qquad (4-48)$$

Energia A' reprezintă căldura produsă în decursul procesului tranzitoriu datorită prezenței sarcinii, iar A'' căldura degajată în același interval temporal delimitat de procesul tranzitoriu și cauzat de variația energiei cinetice a corpurilor în mișcare de rotație ale sistemului de acționare. În gol, $M_s=0$, $A=A''$.

Pierderile de energie la pornire. Motorul funcționînd cu cuplul de sarcină reactiv constant M_s și o rezistență rotorică totală R_A invariabilă, condițiile inițiale și finale vor fi

$$t_1=0, \quad \Omega_1=0; \quad t_2=t_d, \quad \Omega_2=\Omega_s.$$

Aici Ω_s este viteza unghiulară de regim staționar sau permanent, de la sfîrșitul procesului tranzitoriu de pornire, corespunzătoare cuplului static rezistent M_s, adică $\Omega_s=\Omega_0-R_AM_s/k^2\Phi^2$. Cu aceste condiții, relația (4—48) devine

$$A_d=M_s[\Omega_0t_d-\int_0^{t_d}\Omega dt]+J\left(\Omega_0\Omega_s-\frac{\Omega_s^2}{2}\right), \qquad (4-49)$$

A_d fiind energia de pierderi variabile la pornire.

În cazul particular interesant al pornirii în gol ($M_s=0$, $\Omega_s=0$), această energie de pierderi va fi

$$A_{d0}=\frac{1}{2}J\Omega_0^2; \qquad (4-49')$$

energia de pierderi variabile la pornirea în gol a motorului cu excitație independentă sau în derivație egalează energia cinetică acumulată în corpurile în mișcare de rotație, antrenate de acestea.

La *frînarea propriu-zisă* cu menținerea sensului de rotație, dar *prin inversarea polarității tensiunii* aplicate la periile rotorului, presupunînd că frînarea are loc de la funcționarea în gol, energia de pierderi variabile se poate obține tot prin particularizarea relației (4—48). Se vor opera următoarele modificări: $\Omega_2=0$, $\Omega_1=-\Omega_0$ (schimbîndu-se polaritatea tensiunii, viteza de funcționare în gol ideală Ω_0 trece în $-\Omega_0$), cu care energia de pierderi variabile la frînarea propriu-zisă de la gol ($M_s=0$) devine

$$A_{fpz0}=\frac{3}{2}J\Omega_0^2. \qquad (4-50)$$

În cazul studiat, pierderile de energie sînt de trei ori mai mari decît energia cinetică acumulată inițial de către corpurile în mișcare de rotație. Aceleași pierderi sînt de trei ori mai mari decît pierderile la pornirea în gol, $A_{fpz0}=3A_{d0}$.

Frînarea în regim de generator nerecuperativ sau *dinamică* se realizează, după cîte știm, menținînd înfășurarea de excitație conectată la rețea, dar conectînd rotorul pe el însuși, după înserierea unei rezistențe convenabile

de limitare a curentului. În acest regim de funcționare totul se petrece ca și cum viteza de funcționare în gol ideală Ω_0 s-a anulat, drept consecință a dispariției tensiunii aplicată de la rețea circuitului rotoric. Dacă frînarea se realizează tot de la mersul în gol ($M_s=0$), relația (4—48) vom face $\Omega_1=-\Omega_0$, $\Omega_2=0$ și se obține căldura produsă în circuitul rotoric în cursul frînării dinamice de la gol,

$$A_{fd0}=\frac{1}{2}J\Omega_0^2, \tag{4—51}$$

egală cu energia cinetică inițială a corpurilor în mișcare de rotație din sistemul de acționare.

Reversarea produce o degajare de căldură ce se poate calcula particularizînd de asemenea relația (4—48), socotind că ea constă dintr-o frînare propriu-zisă cu menținerea sensului de rotație, urmată de o pornire în sens invers. Dacă reversarea are loc în gol ($\Omega_1=\Omega_0$, $\Omega_2=-\Omega_0$), energia de pierderi este

$$A_{r0}=A_{fpz0}+A_{d0}=4\cdot\frac{J\Omega_0^2}{2}, \tag{4—52}$$

observînd egalitățile (4—50) și (4—49'). Așadar *energia de pierderi variabile în decursul procesului de reversare în gol este de patru ori mai mare decît energia cinetică acumulată în corpurile în mișcare de rotație ale sistemului de acționare la funcționarea în gol.*

4.6.2. Mașina asincronă trifazată

Dacă se neglijează ramura tranversală corespunzătoare funcționării în gol, în schema echivalentă în T pe fază a mașinii asincrone trifazate, pătratul curentului de fază rotoric raportat la stator $i_2'^2$ egalează pătratul curentului instantaneu statoric pe fază i_1^2. De aceea energia de pierderi variabile a mașinii asincrone trifazate în cursul unui proces tranzitoriu este

$$A=3\int_{t_1}^{t_2}(R_1+R_2')i_2'^2\,dt=\int_{t_1}^{t_2}p_{Cu2}\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)dt, \tag{4—53}$$

fiindcă puterea de pierderi în cuplul rotoric este $p_{Cu2}=3R_2'i_2'^2$. Dar aceste pierderi mai pot fi scrise

$$p_{Cu2}=m\Omega_0 s=\frac{m\Omega s}{1-s}, \tag{4—54}$$

s fiind alunecarea mașinii. Exprimînd puterea mecanică $m\Omega$ prin intermediul ecuației de mișcare ($J=$const.), rezultă

$$m\Omega=M_s\Omega+J\Omega\frac{d\Omega}{dt}=M_s\Omega-J\Omega\Omega_0\frac{ds}{dt},$$

deoarece $\frac{d\Omega}{dt}=-\Omega_0\frac{ds}{dt}$. Egalitatea (4—53) trece în

$$A=\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right)\int_{t_1}^{t_2}\left(M_s\Omega+J\Omega\,\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}\right)\frac{s}{1-s}\,\mathrm{d}t=$$

$$=K\left[M_s\Omega_0\int_{t_1}^{t_2}s\,\mathrm{d}t+\frac{1}{2}J\Omega_0^2\,(s_1^2-s_2^2)\right], \qquad (4-55)$$

cu

$$K=1+\frac{R_1}{R_2'}>1. \qquad (4-56)$$

Aici s_1 și s_2 reprezintă alunecările mașinii din momentul t_1, cînd începe procesul tranzitoriu, respectiv t_2, de la terminarea acestuia. Rezultatul (4—55) se obține observînd că $\Omega\mathrm{d}\Omega=-\Omega_0^2(1-s)\mathrm{d}s$.

Relația de calcul (4—55) este valabilă numai în situația invariabilității rezistenței rotorice pe fază R_2', în timpul procesului tranzitoriu (colivie simplă, rotor bobinat). La motoarele cu dublă colivie sau cu bare înalte ale coliviei, raportul R_1/R_2' este funcție de alunecarea s, deci nu mai poate fi scos în afara integralei.

Ca și la motorul de curent continuu cu excitație independentă, egalitatea (4—55) arată că energia degajată sub formă de căldură în cursul procesului tranzitoriu se compune din două părți, una datorită prezenței cuplului de sarcină M_s, iar cealaltă pricinuită de variația energiei cinetice a corpurilor în mișcare de rotație, antrenate de motor.

La *pornirea în gol*, $M_s=0$, $s_1=1$, $s_2=0$. Căldura degajată se obține particularizînd rezultatul (4—55):

$$A_{d0}=K\cdot\frac{1}{2}J\Omega_0^2. \qquad (4-57)$$

La *frînarea propriu-zisă cu menținerea sensului de rotație* (frînarea prin cuplare inversă), de la gol ($M_s=0$, $s_1=2$, $s_2=1$), energia degajată sub formă de căldură în timpul frînării este, după un calcul similar,

$$A_{fpz0}=K\cdot 3\cdot\frac{1}{2}J\Omega_0^2. \qquad (4-58)$$

În *regimul de frînare dinamică* se va aprecia numai energia de pierderi din circuitul rotoric, deoarece în statorul alimentat cu curent continuu aceasta poate fi ușor calculată. Avem

$$A_{fd}=\int_0^{t_f}p_{Cu2}\mathrm{d}t=\int_0^{t_f}m(\Omega_0-\Omega)\mathrm{d}t=-\int_0^{t_f}m\Omega\mathrm{d}t,$$

întrucît în acest regim viteza de sincronism Ω_0 trebuie înlocuită cu zero. Ultima integrală se calculează observînd că $m\Omega=M_s\Omega+J\Omega\,\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}$; se obține

$$A_{fd}=\frac{1}{2}J\Omega_s^2-M_s\int_0^{t_f}\Omega\mathrm{d}t. \qquad (4-59)$$

La frînarea dinamică de la gol ($M_s=0$, $\Omega_s=\Omega_0$), energia disipată în circuitul rotoric este

$$A_{fd0}=\frac{1}{2}J\Omega_0^2. \qquad (4-59')$$

Reversarea de la gol va conduce la pierderile variabile de energie

$$A_{r0}=A_{fpz0}+A_{fd0}=K\cdot 4\cdot\frac{1}{2}J\Omega_0^2. \qquad (4-60)$$

Se observă că la maşina asincronă se menţin în general concluziile de la motorul de curent continuu cu excitaţie independentă, cu deosebirea că apare un factor multiplicativ supraunitar în diferitele formule deduse, $K=1+R_1/R_2'$, care ţine seama şi de stator.

4.6.3. Măsuri de micşorare a pierderilor în regimurile tranzitorii

Pe baza rezultatelor deduse în paragrafele 4.6.1 şi 4.6.2 se pot trage concluzii importante în privinţa măsurilor care pot conduce la micşorarea solicitării termice a motorului de acţionare, respectiv la reducerea pierderilor în cursul regimurilor tranzitorii de funcţionare.

Micşorarea vitezei de funcţionare în gol ideală sau de sincronism Ω_0 şi a momentului axial de inerţie J conduc la scăderea energiei de pierderi variabile.

Viteza la funcţionarea în gol ideală, ca şi viteza de sincronism, pot fi scăzute temporar. Aceasta se realizează fie prin reducerea tensiunii aplicate la periile rotorului, fie — la motorul asincron — prin creşterea numărului de perechi de poli.

Cu titlu de exemplu se poate menţiona că pornirea la motoarele asincrone cu poli comutabili în raportul 2: 1 („cu două viteze"), efectuată direct iniţial cu numărul mai mare de poli, face să scadă energia de pierderi la pornire. Într-adevăr, viteza de sincronism iniţială va fi jumătate din cea finală, $\frac{1}{2}\Omega_0$; căldura produsă va fi aproximativ a patra parte din cea care s-ar degaja la pornirea directă în gol cu numărul mai mic de poli, deci $A_{d0}/4$. După comutarea pe acest număr de poli, viteza de rotaţie creşte aproximativ de la $\frac{1}{2}\Omega_0$ la Ω_0, degajîndu-se, conform egalităţii (4—55), o căldură egală cu $A_{d0}(0{,}5^2-0)=A_{d0}/4$. În consecinţă, căldura total produsă va fi aproximativ $A_{d0}/2$, jumătate din cea care s-ar degaja la pornirea directă cu numărul cel mai mic de poli. Rezultă consideraţii similare dacă două motoare de curent continuu identice sînt conectate la pornire mai întîi în serie şi apoi în paralel, ca în tracţiunea electrică.

În cazul reglării vitezei de rotaţie la motoarele de curent continuu prin variaţia continuă a tensiunii (de pildă cu ajutorul mutatoarelor comandate), se poate elimina practic degajarea căldurii ce ar avea loc la aplicarea unei tensiuni constante. Aceasta explică în parte longevitatea deosebită pe care a dovedit-o grupul generator-motor sau Ward-Leonard (paragraful 6.4.1).

Pentru reducerea momentului de inerţie de la arborele motorului, dacă momentul de inerţie intern este comparabil cu momentul de inerţie total redus la arborele motorului al celorlalte organe în mişcare, se vor utiliza motoare cu lungime mai mare şi diametru rotoric mai mic. Dacă este posibil, se poate recurge la două motoare de acţionare identice, de putere nominală pe jumătate din cea necesară; procedînd astfel, momentul de inerţie intern echivalent scade cu circa 20%. Soluţia aceasta se întîlneşte la acţionarea principală a cajelor laminoarelor. La puteri mici, se pot utiliza şi maşini electrice cu flux axial şi rotor disc, la care momentul intern de inerţie este mic. Astfel de motoare se fabrică pe bază de brevete proprii de către I.C.P.E. Bucureşti.

1. Un motor de acționare de curent continuu cu excitație independentă are datele nominale: $P_N=140$ kW; $n_N=1\,100$ rot/min.; $U_N=440$ V; $I_{aN}=345$ A; $I_{eN}=5$ A; $R_a=0{,}03$ ohmi; $2p=6$ poli; $2a=2$ căi de curent în înfășurarea rotorică; $N=306$ conductori activi.

Să se calculeze constanta k, fluxul nominal de excitație Φ_N, viteza unghiulară la funcționarea în gol ideală Ω_0, cuplul electromagnetic nominal M_N, puterile de pierderi variabile și totale în serviciul continuu nominal, cît și randamentul nominal η_N al motorului.

Rezolvare. Avem:

$$k=\frac{pN}{2\pi a}=\frac{3\cdot 306}{2\cdot 3{,}14\cdot 2}=73{,}09;$$

$$\Omega_N=\frac{\pi n_N}{30}=\frac{3{,}14\cdot 1\,100}{30}=115{,}13 \text{ rad/s};$$

$$\Phi_N=\frac{U_N-R_aI_{aN}}{k\Omega_N}=\frac{440-0{,}03\cdot 345}{73{,}09\cdot 115{,}13}=0{,}051 \text{ Wb}.$$

Pe baza acestor rezultate, găsim:

$$c=k\Phi_N=73{,}09\cdot 0{,}051=3{,}73 \text{ Wb};$$

viteza unghiulară de funcționare în gol ideală este

$$\Omega_0=\frac{U_N}{c}=\frac{440}{3{,}73}=117{,}96 \text{ rad/s}; \quad n_0=\frac{30\Omega_0}{\pi}=\frac{30\cdot 117{,}96}{3{,}14}=1\,127 \text{ rot/min}.$$

Cuplul electromagnetic nominal rezultă

$$M_N=cI_{aN}=3{,}73\cdot 345=1\,286{,}85\simeq 1\,287 \text{ Nm}.$$

Cuplul mecanic util nominal se calculează cu relația

$$M_{uN}=\frac{P_N}{\Omega_N}=\frac{140\,000}{115{,}13}=1\,216 \text{ Nm}.$$

Pierderile Joule rotorice nominale sînt

$$R_aI_{aN}^2=0{,}03\cdot 345^2=3\,571 \text{ W}=3{,}57 \text{ kW}.$$

Pierderile în excitație fiind

$$U_NI_{eN}=440\cdot 5=2\,200 \text{ W}=2{,}2 \text{ kW},$$

pierderile totale vor fi

$$p_N=U_NI_{aN}+U_NI_{eN}-P_N=440\cdot 345+2\,200-140\,000=14\,000 \text{ W}=14 \text{ kW}.$$

Randamentul nominal cerut are expresia

$$\eta_N=\frac{P_N}{p_N+P_N}=\frac{140}{14+140}=0{,}91.$$

2. Motorul de curent continuu cu excitație independentă din exemplul de calcul precedent se pornește într-un sistem de acționare cu cuplul de sarcină constant $M_s=1\,050$ Nm (redus la arborele motorului), cu un curent rotoric de vîrf $I_1=1{,}55I_{aN}$. Momentul total axial de inerție, redus la arborele motorului, este $J=52$ kg.m^2.

Care este durata pornirii t_p, presupunînd că în decursul acesteia curentul din rotor este I_1? Ce accelerație unghiulară ε se imprimă rotorului la pornire?

Rezolvare. Viteza de funcționare în gol ideală este, conform celor calculate anterior, $\Omega_0=117{,}96$ rad/s; curentul de vîrf I_1 este

$$I_1=1{,}55\ I_{aN}=1{,}55\cdot 345=534{,}8 \text{ A},$$

căruia îi corespunde cuplul electromagnetic

$$M_1 = cI_1 = 3{,}73 \cdot 534{,}8 = 1\,994{,}8 \text{ Nm}.$$

Viteza de regim staționar de la sfîrșitul pornirii va fi

$$\Omega_s = \Omega_0 - \frac{R_a I_1}{c} = 117{,}96 - \frac{0{,}03 \cdot 534{,}8}{3{,}73} = 113{,}66 \text{ rad/s}.$$

Durata pornirii, conform relației (1—23), va fi

$$t_p = \frac{J\Omega_s}{M_1 - M_s} = \frac{52 \cdot 113{,}66}{1\,994{,}8 - 1\,050} = 6{,}26 \text{ s}.$$

În timpul pornirii accelerația unghiulară va avea valoarea

$$\varepsilon = \frac{d\Omega}{dt} \simeq \frac{\Omega_s}{t_p} = \frac{113{,}66}{6{,}26} = 18{,}16 \text{ rad/s}^2.$$

3. Motorul asincron de tipul M2-46-6, fabricat la I.M.E.B. are următoarele date nominale: $P_N = 7{,}5$ kW; $n_N = 940$ rot/min.; $E_2 = 175$ V (tensiune de linie); $I_{2N} = 29{,}2$ A, $\lambda = M_{cm}/M_N = 3{,}4$. Să se dimensioneze reostatul de pornire al acestui motor, dacă cuplul static la arbore este egal cu cel nominal.

Rezolvare. Alunecarea nominală este

$$s_N = \frac{n_0 - n_N}{n_0} = \frac{1\,000 - 940}{1\,000} = 0{,}06,$$

iar viteza nominală unghiulară

$$\Omega_N = \frac{\pi n_N}{30} = \frac{3{,}14 \cdot 940}{30} = 98{,}39 \text{ rad/s}.$$

Cuplul electromagnetic util nominal este

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{7\,500}{98{,}39} = 76{,}23 \text{ Nm},$$

iar cuplul critic (neglijînd cuplul de pierderi) va fi

$$M_{cm} = \lambda M_N = 3{,}4 \cdot 76{,}23 = 259{,}19 \text{ Nm}.$$

Alunecarea critică a motorului (relația (3—9)) este

$$s_c = \left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}\right) s_N = \left(3{,}4 + \sqrt{3{,}4^2 - 1}\right) 0{,}06 = 0{,}399.$$

Întrucît în problemă nu s-au impus restricții asupra accelerației la pornire, alegem cele două limite între care variază cuplul la pornire:

$$M_1 = m_{max} = 2{,}2 \quad M_N = 2{,}2 \cdot 76{,}23 = 167{,}7 \text{ Nm};$$

$$M_2 = m_{min} = 1{,}2 \quad M_N = 1{,}2 \cdot 76{,}23 = 91{,}47 \text{ Nm}.$$

Notînd

$$\alpha_z = \frac{M_1}{2M_{cm}} = \frac{167{,}7}{2 \cdot 259{,}19} = 0{,}323,$$

din relația lui Kloss în care se face cuplul egal cu M_1 se obține alunecarea $s = s_z$, corespunzătoare acestui cuplu pe caracteristica mecanică naturală:

$$s_z = \frac{s_c}{2\alpha_z}\left(1 - \sqrt{1 - 4\alpha_z^2}\right) = \frac{0{,}399}{2 \cdot 0{,}323}\left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot 0{,}323^2}\right) = 0{,}146.$$

Analog se calculează alunecarea s_{z+1}, corespunzătoare cuplului de comutare M_2 pe caracteristica mecanică naturală. Cu

$$\alpha_{z+1} = \frac{M_2}{2M_{cm}} = \frac{91{,}47}{2 \cdot 259{,}19} = 0{,}18,$$

se poate scrie

$$s_{z+1}=\frac{s_c}{2\alpha_{z+1}}\left(1-\sqrt{1-4\alpha_{z+1}^2}\right)=\frac{0,399}{2\cdot 0,18}\left(1-\sqrt{1-4\cdot 0,18^2}\right)=0,0742$$

Numărul de trepte z al reostatului de pornire este dat de relația (4—8'):

$$z=\frac{\log s_z}{\log s_{z+1}-\log s_z}=\frac{\log 0,146}{\log 0,0742-\log 0,146}=2,84.$$

Alegem $z=3$. Din relația $s_z=s_1^z$, în care înlocuim s_1 cu s_{z+1}/s_z, rezultă noua valoare s_z' a alunecării s_z, respectiv

$$s_z'=\sqrt[z+1]{s_{z+1}^z}=\sqrt[4]{0,0742^3}=0,142.$$

Acestei alunecări îi corespunde o altă valoare pentru cuplul maxim M_1, fie ea M_1'; aceasta este

$$M_1'=\frac{2M_{cm}}{\frac{s_z'}{s_c}+\frac{s_c}{s_z'}}=\frac{2\cdot 259,19}{\frac{0,142}{0,399}+\frac{0,399}{0,142}}=163,74 \text{ Nm}.$$

Rația progresiei geometrice necesare continuării calculului analitic este

$$\gamma=\frac{s_z'}{s_{z+1}}=\frac{0,142}{0,0742}=1,913.$$

Rezistența pe fază a mașinii în rotor poate fi dedusă:

$$R_a=\frac{E_2 s_N}{\sqrt{3}\,I_{2N}}=\frac{175\cdot 0,06}{1,73\cdot 29,2}=0,207 \text{ ohmi}.$$

Rezistențele de pornire totale, pe diferite trepte, se obțin astfel:

$$R_{z+1}=R_4=R_a=0,207\ \Omega;$$

$$R_z=R_3=\gamma R_a=1,913\cdot 0,207=0,396\ \Omega;$$

$$R_{z-1}=R_2=\gamma^2 R_a=1,913^2\cdot 0,207=0,757\ \Omega;$$

$$R_{z-2}=R_1=\gamma^3 R_a=1,913^3\cdot 0,207=1,45\ \Omega.$$

Rezistența totală a reostatului de pornire este

$$R=R_1-R_a=1,45-0,207=1,243\ \Omega.$$

Rezistențele treptelor sînt:

$$r_1=R_1-R_2=1,45-0,757=0,693\ \Omega;$$

$$r_2=R_2-R_3=0,757-0,396=0,361\ \Omega;$$

$$r_3=R_3-R_a=0,396-0,207=0,189\ \Omega.$$

Consultînd anexa V, adoptăm cutia de rezistențe tip TR-1.2, de fabricație I.M.E.B., cu montajul

$$R_1'=a_1-a_5=1,407\ \Omega;$$

$$R_2'=a_2-a_5=0,469\ \Omega;$$

$$R_3'=a_3-a_5=0,201\ \Omega.$$

4. Să se calculeze pe cale analitică reostatul de pornire pentru un motor de curent continuu cu excitație în derivație, cu următoarele date nominale: $P_N=11$ kW, $I_{aN}=60$ A, $U_N=220$ V, $n_N=810$ rot/min. Coeficientul de suprasarcină după curent este $\lambda_I=I_{max}/I_{aN}=2{,}5$. Se cere ca în timpul pornirii curentul mediu să fie $I_{a\,med}=100$ A.

Rezolvare. Pentru obținerea curentului mediu de pornire impus, se aleg din cîteva încercări valorile curenților limită I_1 și I_2:

$$I_1=2\ I_{aN}=2\cdot 60=120\ \text{A};$$

$$I_2=1{,}4\ I_{aN}=1{,}4\cdot 60=84\ \text{A}.$$

Rația progresiei geometrice este

$$\gamma=\frac{I_1}{I_2}=\frac{120}{84}=1{,}43.$$

Rezistența totală din circuitul rotoric se calculează astfel ca în momentul pornirii curentul prin indus să aibă valoarea I_1:

$$R_1=\frac{U_N}{I_1}=\frac{220}{120}=1{,}83\ \Omega.$$

Randamentul nominal al motorului este

$$\eta_N=\frac{P_N}{U_N I_N}=\frac{11\,000}{220\cdot 60}=0{,}83.$$

Rezistența R_a a înfășurării rotorice, necunoscută, se calculează cu relația

$$R_a=\frac{1}{2}(1-\eta_N)R_{aN}=\frac{1}{2}(1-\eta_N)\frac{U_N}{I_{aN}}=0{,}5(1-0{,}83)\frac{220}{60}=0{,}312\ \Omega.$$

Numărul de trepte al reostatului de pornire va fi

$$z=\frac{\log R_1-\log R_a}{\log \gamma}=\frac{\log 1{,}83-\log 0{,}312}{\log 1{,}43}=5.$$

Rezistențele totale pe diferitele poziții sînt

$$R_6=R_a=0{,}312\ \Omega;$$

$$R_5=\gamma R_a=1{,}43\cdot 0{,}312=0{,}446\ \Omega;$$

$$R_4=\gamma^2 R_a=1{,}43^2\cdot 0{,}312=0{,}64\ \Omega;$$

$$R_3=\gamma^3 R_a=1{,}43^3\cdot 0{,}312=0{,}914\ \Omega;$$

$$R_2=\gamma^4 R_a=1{,}43^4\cdot 0{,}312=1{,}31\ \Omega;$$

$$R_1=\gamma^5 R_a=1{,}43^5\cdot 0{,}312=1{,}87\ \Omega.$$

Rezistențele treptelor se determină imediat:

$$r_1=R_1-R_2=1{,}87-1{,}31=0{,}56\ \Omega;$$

$$r_2=R_2-R_3=1{,}31-0{,}914=0{,}396\ \Omega;$$

$$r_3=R_3-R_4=0{,}914-0{,}64=0{,}274\ \Omega;$$

$$r_4=R_4-R_5=0{,}64-0{,}446=0{,}194\ \Omega;$$

$$r_5=R_5-R_a=0{,}446-0{,}312=0{,}134\ \Omega.$$

Din punct de vedere al comutației, curentul maxim admisibil al motorului este

$$I_{max}=\lambda_I I_{aN}=2{,}5\cdot 60=150\ \text{A}.$$

Remarcăm că $I_1<I_{max}$, deoarece 120 A<150 A. De asemenea $I_2>I_{aN}$, avînd 84 A>60 A.

5. Să se determine valorile rezistențelor de pornire pentru un motor de curent continuu cu excitație în serie, avînd datele nominale: P_N=8,6 kW; U_N=220 V; I_N=47 A; n_N=1 270 rot/min.; R_a=0,3Ω. Pentru a se imprima la pornirea sistemului de acționare o accelerație de 0,15 m/s², este necesar un cuplu mediu de pornire M_a=125,5 Nm. Caracteristica mecanică naturală Ω(I) și cuplul electromagnetic în funcție de curent M(I) sînt reprezentate în figura 4—46.

Rezolvare. Să examinăm inițial o *metodă grafică de dimensionare a reostatului de pornire*, bazată pe cunoașterea caracteristicii mecanice naturale Ω(I). La tensiunea U de alimentare constantă și pentru un curent i=const., fluxul de excitație este și el constant; așadar

$$\Omega=\frac{U}{k\Phi}-\frac{R_A i}{k\Phi}=K_1-K_2R_A,$$

cu $K_1=U/k\Phi$, $K_2=R_A/k\Omega$.

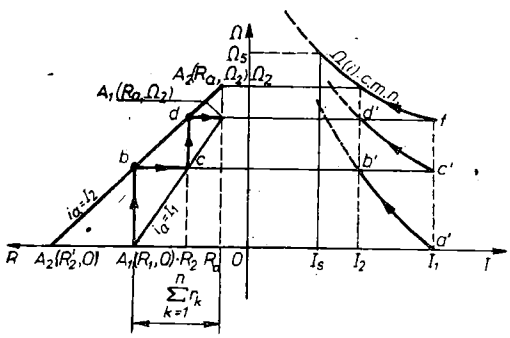


Fig. 4—45. Metodă grafică de determinare a treptelor de rezistență ale reostatului de pornire la motorul de curent continuu cu excitație în serie.

Inițial să determinăm vitezele de rotație Ω_1, Ω_2 corespunzătoare curenților maxim sau de vîrf I_1 și minim sau de comutare I_2 (fig. 4—45). În cadranul II, în sistemul de axe coordonate R_A, Ω se trasează dreptele $\Omega(R_A)$, care corespund curenților constanți I_1 și I_2. Aceste drepte se trasează prin următoarele perechi de puncte:

$A_2(R'_2, 0)$; $A'_2(R_a, \Omega_2)$, cu $R'_2=U/I_2$;

$A_1(R_1, 0)$; $A'_1(R_a, \Omega_1)$, cu $R_1=U/I_1$.

Coordonatele acestor puncte se calculează ținînd seama că la o viteză Ω=0 rezistențele se pot determina aplicînd legea lui Ohm rotorului imobil cu comportare pasivă (Ω=0, E_0=0). Pentru vitezele unghiulare Ω_2 și Ω_1 trebuie ca dreptele să treacă prin puncte avînd abscisa R_a. Dreapta $A_2A'_2$ corespunde curentului de comutare I_2, iar dreapta $A_1A'_1$ curentului de vîrf I_1.

La începutul pornirii avem Ω=0 și $i=I_1$; rezistența totală a motorului este $R_1=U/I_1$. În planul R_A, Ω punctul corespunzător începutului pornirii este A_1. Creșterea vitezei de rotație are loc la rezistență constantă și egală cu R_1; punctul de funcționare se deplasează pe o paralelă la axa OΩ. În punctul b, la intersecția cu dreapta $A_2A'_2$, curentul a scăzut la valoarea curentului de comutare I_2. În acest punct are loc scurtcircuitarea primei trepte de rezistență r_1 a reostatului. Curentul crește practic la viteză constantă, deci punctul de funcționare se deplasează pe o paralelă la axa OR_A în punctul *c*, curentul devenind din nou I_1. La scara rezistențelor segmentul *bc* va reprezenta chiar r_1, prima treaptă de rezistență a reostatului de pornire.

În continuare, în planul R_A, Ω, punctul de funcționare trece paralel cu axa 0Ω pe segmentul *cd*, simultan cu creșterea vitezei de rotație și diminuarea curentului. Dreapta cd taie axa OR_A în punctul de cotă R_2, valoarea rezistenței totale a circuitului motorului pe cea de a doua treaptă de rezistență. După descrierea segmentului cd se trece pe segmentul dA'_1, ajungîndu-se în punctul A'_1 odată cu scurtcircuitarea celei de a doua trepte de rezistență. La scara rezistențelor, avem drept corespondent pentru r_2 segmentul dA'_1. Pentru mai multe trepte de rezistență, lucrurile se vor petrece similar în planul R_A, Ω.

Condiția dimensionării corecte a reostatului rezidă în necesitatea ca punctul A'_1 să aibă abscisa egală cu R_a, iar ordonata Ω_1, găsindu-se pe dreapta $A_1A'_1$. În caz contrar înseamnă că scurtcircuitarea ultimei trepte de rezistență (în cazul concret al figurii 4—45 sînt numai două trepte de rezistență) nu conduce la creșterea curentului la valoarea I_1. În particular, dacă A'_1 rezultă cu o abscisă mai mare decît R_a, curentul de vîrf, la scurtcircuitarea ultimei trepte de rezistență, va fi mai mic decît valoarea prestabilită I_1. Procedeul grafic descris va fi reluat în situația descrisă, modificînd pe I_1 ales inițial la o valoare $I'_1<I_1$. Dacă A'_1 are o abscisă inferioară lui R_a, se va lua o valoare a lui I_1 ceva mai mare, $I''_1>I_1$. După două, trei tatonări, reostatul de pornire se dimensionează corect.

Rezistența totală a reostatului $\sum_{1}^{z} r_k = R_1 - R_a$ (reostatul având z trepte) va fi dată de segmentul indicat în figura 4—45, unde $z=2$.

Folosind această metodă grafică, pentru alegerea curenților limită I_1, I_2, maxim și minim, se determină în prealabil curentul corespunzător cuplului mediu de pornire. Din caracteristica $M(I)$ pentru $M_a = 125{,}5$ Nm rezultă $I_a = 76$ A.

Se alege

$$I_1 = 1{,}87 \; I_N = 1{,}87 \cdot 47 = 88 \text{ A};$$

$$I_2 = 1{,}35 \; I_N = 1{,}35 \cdot 47 = 63{,}5 \text{ A}.$$

Cu notațiile folosite anterior se calculează

$$R_1 = \frac{U_N}{I_1} = \frac{220}{88} = 2{,}5 \; \Omega$$

și

$$R_2' = \frac{U_N}{I_2} = \frac{220}{63{,}5} = 3{,}47 \simeq 3{,}5 \; \Omega.$$

Construim în figura 4—46 dreapta $A_1 j$ care reprezintă în cadranul al doilea funcția liniară $\Omega(R)$, corespunzătoare curentului de vîrf I_1. Un punct al dreptei este A_1, de coordonate $R_1 = 2{,}5$ Ω și $\Omega = 0$. Abscisa celuilalt punct j este $R_a = 0{,}3$ Ω, iar ordonata rezultă din curba $\Omega = (I)$ pentru $I = I_1 = 88$ A. Se construiește apoi dreapta $A_2 l$, care corespunde curentului de comutare I_2. Un punct este A_2, de coordonate $R_2' = 3{,}5$ Ω și $\Omega = 0$. Abscisa celuilalt punct l este aceeași ($R_a = 0{,}3$ Ω), iar ordonata se determină din curba $\Omega(I)$ pentru $I = I_2 = 63{,}5$ A. Graficul se completează apoi, după indicațiile date anterior la expunerea principiului acestei metode grafice.

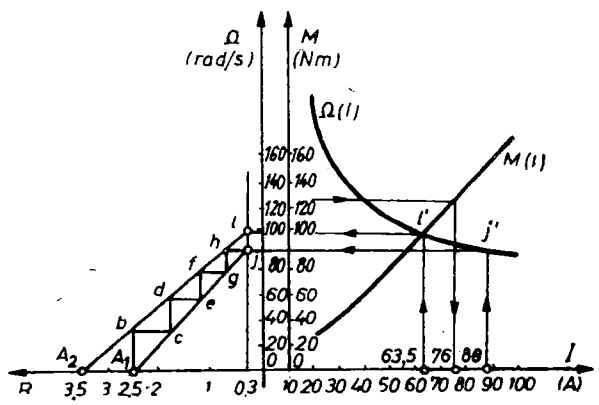


Fig. 4—46. Caracteristica mecanică naturală și curba $M(I)$, aplicația 5.

Se observă că paralela la axa absciselor dusă din punctul h trece prin punctul j de intersecție dintre dreptele $A_1 j$ și paralela la axa ordonatelor, dusă prin punctul de pe axa absciselor $R_a = 0{,}3$ Ω. Rezultă prin urmare că graficul este întocmit corect.

Determinăm apoi din grafic următoarele trepte de rezistență:

$$\overline{bc} \sim r_3 = 0{,}8 \; \Omega;$$

$$\overline{de} \sim r_3 = 0{,}6 \; \Omega;$$

$$\overline{fg} \sim r_4 = 0{,}45 \; \Omega;$$

$$\overline{hj} \sim r_5 = 0{,}35 \; \Omega.$$

Rămîne să se verifice dacă cuplul mediu de pornire (sau curentul corespunzător) are valoarea impusă pe baza accelerației alese. Curentul mediu rezultat din grafic este

$$I_a' = \sqrt{I_1 I_2} = \sqrt{88 \cdot 63{,}5} = 75 \text{ A} \simeq I_a = 76 \text{ A}.$$

6. Motorul de curent continuu cu datele nominale $P_N = 11$ kW, $U_N = 220$ V, $I_N = 59$ A; $n_N = 3\,000$ rot/min, funcționează cu excitație în derivație, trebuind să funcționeze ca:

a) generator fără recuperare (regim de frînare dinamică), cu un curent egal cu cel nominal; viteza inițială este jumătate din viteza nominală. Care sînt rezistența suplimentară ce trebuie înseriată în rotor și cuplul dezvoltat la arborele mașinii?

b) frînă, în regim de frînare propriu-zisă cu schimbarea polarității tensiunii la bornele rotorului, cu curentul rotoric inițial $I'_a=100$ A și viteza unghiulară inițială egală cu viteza nominală Ω_N. Se cer rezistența suplimentară înseriată în circuitul rotoric, puterile absorbite de la rețea, primită pe la arbore și disipate în circuitul rotoric.

c) generator cu recuperare, curentul rotoric fiind $I''_a=80$ și rezistență nulă de limitare a curentului. Care este viteza de rotație?

Rezolvare. a) În problema 5, subcapitolul 3.7, s-a determinat rezistența înfășurării rotorice $R_a=0{,}324$ ohmi și

$$c=k\Phi=0{,}0673\,\frac{\text{V}\cdot\text{min.}}{\text{rot.}}=\frac{0{,}0673\cdot 60}{2\cdot 3{,}14}\,\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{rad}}=0{,}643\ \text{Wb}.$$

Viteza unghiulară nominală este

$$\Omega_N=\frac{\pi n_N}{30}=\frac{3{,}14\cdot 3\,000}{30}=314\ \text{rad/s}.$$

Cuplul electromagnetic nominal rezultă

$$M_N=cI_{aN}=0{,}643\cdot 57{,}82=37{,}2\ \text{Nm}.$$

Cuplul mecanic nominal util este:

$$M_{uN}=\frac{P_N}{\Omega_N}=\frac{11\,000}{314}=34{,}9\ \text{Nm}.$$

Cuplul de pierderi la funcționarea în gol este deci

$$M_0=M_N-M_{uN}=37{,}2-34{,}9=2{,}3\ \text{Nm}.$$

În cazul frînării cerute, cuplul la arborele motorului va fi:

$$M=M_N+M_0=39{,}5\ \text{Nm},$$

deoarece cuplul electromagnetic de frînare acționează în același sens cu cuplul de pierderi M_0.

Rezistența suplimentară ce trebuie înseriată în circuitul rotorului R_s se determină cu relația

$$R_a+R_s=\frac{c^2\Omega}{M},$$

de unde

$$R_s=\frac{c^2\Omega}{M}-R_a=\frac{c^2\Omega_N}{2M}-R_a=\frac{0{,}643^2\cdot 157}{2\cdot 39{,}5}-0{,}324=0{,}732-0{,}324=0{,}408\ \textbf{ohmi}$$

b) Rezistența înseriată R'_s în regimul de frînare propriu-zisă se calculează din egalitatea

$$R_a+R'_s=\frac{U_N+c\Omega_N}{I_a},$$

rezultînd

$$R'_s=\frac{220+0{,}634\cdot 314}{100}-0{,}324=3{,}896\ \text{ohmi}.$$

Cuplul electromagnetic al mașinii electrice este

$$M'=cI'_a=0{,}634\cdot 100=63{,}4\ \text{Nm}.$$

Cuplul la arborele său va fi

$$M=M'+M_0=64{,}3+2{,}3=66{,}6\ \text{Nm}.$$

Puterea absorbită de la rețea în rotor poate fi scrisă astfel:

$$P_1 = U_N I'_a = 220 \cdot 100 = 22\,000 \text{ W} = 22 \text{ kW}.$$

Puterea disipată în rezistența rotorică totală este

$$(R_a + R'_s) I'_a = P_1 + P_2,$$

de unde puterea primită pe la arbore P_2, neglijînd pierderile în gol, va fi

$$P_2 = (R_a + R'_s) I'^2_a - P_1 = (0{,}295 + 3{,}896) 10^4 - 2{,}2 \cdot 10^4 = 2 \cdot 10^4 \text{ W} = 20 \text{ kW}.$$

c) Viteza unghiulară, corespunzătoare funcționării în regim de frînare cu recuperare, pe caracteristica mecanică naturală și cu curentul I''_a, este

$$\Omega = \frac{U_N}{c} + \frac{R_a I''_a}{c^2} = \frac{220}{0{,}643} + \frac{0{,}324 \cdot 80}{0{,}643^2} = 385 + 56 = 441 \text{ rad/s},$$

respectiv

$$n = 4\,210 \text{ rot./min}.$$

7. Motorul derivație de curent continuu, cu datele nominale din problema 5, subcapitolul 3.7, se frînează de la viteza unghiulară nominală $\Omega_N = 314$ rad/s, în regim de generator tără recuperare (dinamic). În timpul frînării, cuplul de sarcină redus la arborele motorului se menține constant și egal cu $M_s = M_N = 13$ Nm. În cursul procesului tranzitoriu, fluxul magnetic de excitație are valoarea constantă și egală cu cea nominală. Se cere ca în momentul începerii frînării curentul rotoric să fie $I_i = 2I_{aN}$. Momentul axial total de inerție redus la arborele motorului, este $J = 0{,}1$ kgm^2.

Să se determine expresiile analitice ale funcțiilor $\Omega(t)$, $i_a(t)$ și $m(t)$. Ce deosebiri apar în cazurile cuplurilor de sarcină de natură reactivă și potențială ? Care este timpul de oprire ? Se neglijează inductivitatea circuitului rotoric.

Rezolvare. Inițial vom calcula rezistența R_f a rezistorului de frînare, din ecuația de echilibru a tensiunilor în circuitul rotoric:

$$-E_0 = k\Phi\Omega_i = c\Omega_i = (R_A + R_f) I_i,$$

de unde

$$R_f = \frac{c\Omega_i}{I_i} - R_A = \frac{c\Omega_N}{2I_{aN}} - R_A = \frac{0{,}676 \cdot 314}{2 \cdot 19{,}23} - 0{,}565 = 4{,}96 \ \Omega.$$

Rezistența totală din circuitul rotoric, neglijînd căderea de tensiune perii-colector, este deci

$$R_{A1} = R_A + R_f = 0{,}565 + 4{,}96 = 5{,}53 \ \Omega.$$

După comutarea de la schema uzuală de motor la schema de frînare dinamică, ecuațiile ce descriu comportarea mașinii electrice sînt:

— ecuația de echilibru a tensiunilor,

$$-E_0 + R_{A1} i_a = 0; \quad \Omega + \frac{R_{A1}}{c} i_a = 0; \tag{4-61}$$

— ecuația de mișcare,

$$m = M_s + J \frac{d\Omega}{dt} = c i_a; \quad i_a = I_s + \frac{c}{R_{A1}} T_m \frac{d\Omega}{dt}.$$

Mai sus $I_s = M_s/c$ reprezintă curentul rotoric de regim permanent în funcționarea ca motor, care parcurge rotorul, la cuplu de sarcină constant și egal cu M_s, iar $T_m = \frac{JR_{A1}}{c^2} = \frac{JR_{A1}}{k^2\Phi^2}$ este constanta electromecanică de timp a sistemului de acționare.

Eliminarea curentului i_a între ecuațiile sistemului (4—61) duce la ecuația diferențială liniară de ordinul I și cu coeficienții constanți

$$T_m \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = -\Delta\Omega,$$

cu

$$\Delta\Omega = \frac{R_A I_s}{c} = \text{const.}$$

Din ecuația precedentă se obține, prin separarea variabilelor,

$$\frac{d\Omega}{\Omega + \Delta\Omega} = -\frac{dt}{T_m},$$

de unde prin integrare rezultă

$$\Omega = -\Delta\Omega + Ke^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Constanta de integrare K se determină cu condițiile inițiale $t=0$, $\Omega=\Omega_i$, găsindu-se $K=\Omega_i+\Delta\Omega$. Așadar legea căutată de variație în timp a vitezei unghiulare a motorului $\Omega(t)$ va fi:

$$\Omega = -\Delta\Omega + (\Omega_i + \Delta\Omega)e^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Curentul rotoric se află ușor, avînd

$$i_a = -\frac{c}{R_{A1}} = I_s - (I_i + I_s)e^{-\frac{t}{T_m}},$$

cu $I_s = M_s/c$, $I_i = c\Omega_i/R_{A1}$, I_i fiind curentul inițial în circuitul rotoric. Deoarece cuplul electromagnetic este $m=ci_a$, rezultă

$$m = M_s - (M_i + M_s)e^{-\frac{t}{T_m}}, \text{ cu } M_i = cI_i,$$

o lege de variație de același tip cu cea a curentului. Aceasta se explică prin directa proporționalitate dintre cuplul electromagnetic și curentul rotoric, existentă la flux de excitație constant.

De observat că în regim permanent sau staționar se obține

$$\lim_{t\to\infty} \Omega = -\Delta\Omega; \quad \lim_{t\to\infty} i_a = I_s.$$

Aceste valori nu se ating decît dacă cuplul de sarcină ar fi de natură potențială, capabil ca după oprirea mașinii să o învîrtească în sens invers. În cazul cuplului static de natură reactivă, frînarea se termină după timpul t_0 de la începerea sa, cînd $\Omega(t_0)=0$, $i_a(t_0)=0$. Scriind aceste egalități și izolînd timpul de oprire t_0, rezultă

$$t_0 = T_m \ln \frac{\Omega_i + \Delta\Omega}{\Delta\Omega} = T_m \ln \frac{I_i + I_s}{I_s}.$$

În cazul concret al problemei, avem:

$$\Delta\Omega = \frac{R_{A1} I_s}{c} = \frac{R_{A1} M_s}{c^2} = \frac{5{,}53 \cdot 13}{0{,}676^2} = 157 \text{ rad/s};$$

$$\Omega_i = \Omega_N = 314 \text{ rad/s};$$

$$T_m = \frac{JR_{A1}}{c^2} = \frac{0{,}1 \cdot 5{,}53}{0{,}676^2} = 1{,}22 \text{ s};$$

$$I_i = \frac{c\Omega_i}{R_{A1}} = \frac{c\Omega_N}{R_{A1}} = 2I_{aN} = 38{,}46 \text{ A};$$

$$I_s = \frac{M_s}{c} = \frac{M_N}{c} = I_{aN} = 19{,}23 \text{ A};$$

$$M_i = -cI_i = -2cI_N = -2M_N = -26 \text{ Nm}.$$

Așadar, legile de variație în timp căutate sînt:

$$\Omega = -157 + 471\ e^{-0,81\,t}\ \text{(rad/s)};$$

$$i_a = 19,23 - 57,69\ e^{-0,81\,t}\ \text{(A)};$$

$$m = 13 - 39\ e^{-0,81\,t}\ \text{(Nm)}.$$

În figura 4—47, *a* s-au reprezentat curbele $\Omega(t)$, $i_a(t)$, la scările indicate. Cuplul electromagnetic în funcție de timp $m(t)$ nu s-a trasat, el nefiind de fapt decît curba $i_a(t)$ la altă scară. Cu linie punctată s-au desenat porțiunile de curbă ce ar fi parcurse după oprirea motorului, dacă cuplul static ar fi de natură potențială.

În figura 4—47, *b* sînt redate caracteristica mecanică de frînare și curentul în funcție de cuplul electromagnetic. Punctele de funcționare inițiale în regimul de frînare dinamică

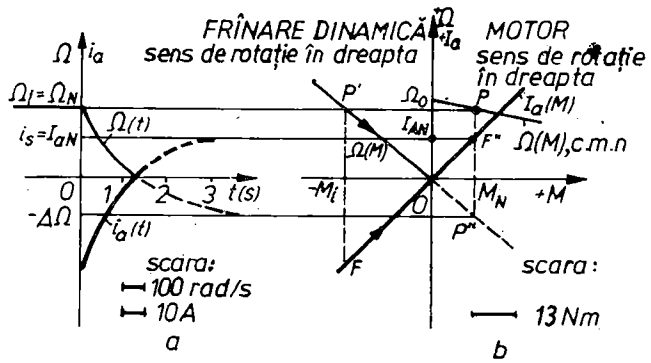


Fig. 4—47. Graficele $\Omega(t)$, $i_a(t)$:

a — cu linie punctată cazul cuplului static potențial; *b* — caracteristica mecanică de frînare $\Omega(M)$ și curentul rotoric în funcție de cuplu $I_a(M)$.

sînt P' și F'. Punctele P'' și F'' ar corespunde funcționării finale cu cuplu static potențial. În cazul unui cuplu static de natură reactivă, originea va constitui punctul final de funcționare ($\Omega = 0, i_a = 0$).

CAPITOLUL V

5. SISTEME DE ACȚIONARE REGLABILE CU TENSIUNE CONSTANTĂ DE ALIMENTARE

5.1. GENERALITĂȚI

Reglarea vitezei de rotație a mașinilor de lucru acționate cu motoare electrice este cerută de necesitățile proceselor tehnologice. Primele sisteme de acționare electrică permiteau o reglare a vitezei în limite mici și deseori cu pierderi importante de putere. În prezent cerințele au crescut mult, atît în privința domeniului de reglare realizat, cît și relativ la randamentul global atins, mai ales în condițiile economiei severe de energie. S-a trecut, de asemenea, printr-un proces evolutiv pozitiv, de la reglarea mecanică a vitezei de rotație, respectiv de la modificarea raportului de transmisie dintre motorul electric de acționare cu viteză de rotație constantă și mașina de lucru,

la reglarea electrică modernă. În ultimul caz se recurge la reglarea vitezei de rotație a motorului electric, cu tensiune constantă sau variabilă de alimentare. Sistemele de acționare electrică cu tensiune variabilă de alimentare constituie actualmente clasa cea mai modernă de acționări electrice reglabile, cu utilizări largi (mașini de fabricat hîrtie, laminoare, unele mașini-unelte etc.).

Există, totuși unele sisteme de acționare electrică elementare, necesare antrenării unor dispozitive de bobinat, mașini-unelte de precizie redusă etc., la care se mai păstrează o reglare pe cale mecanică, cu cutii de viteze. Acestea sînt însă din ce în ce mai puțin răspîndite.

În acest capitol ne vom ocupa de sistemele de acționare reglabile, la care motorul electric de acționare este alimentat de la o rețea cu tensiune constantă; în cazul rețelelor polifazate, vom presupune că valorile efective ale tensiunilor de fază sau linie sînt constante în timp. Ne vom ocupa însă în exclusivitate de reglarea vitezei de rotație a motoarelor electrice de acționare, fără a mai examina modalitățile de variație pe cale mecanică a vitezei mașinilor de lucru.

În unele lucrări se face o distincție între *modificarea* și *reglarea* vitezei. Prin reglarea vitezei se înțelege variația vitezei sau menținerea sa constantă în urma unei comenzi date în circuit închis, adică într-un circuit în care mărimea de ieșire — viteza de rotație a motorului — este comparată cu mărimea de intrare — viteza impusă. Deoarece ponderea sistemelor electrice de acționare automatizate este astăzi importantă, iar în viitor va fi și mai mare, vom folosi în continuare termenul de *reglare* a vitezei. Sistemele de reglare automată formează obiectul părții de automatizări a acestui curs.

În practică este des întîlnită *reglarea vitezei la cuplu static constant.* Pentru a varia în această situație viteza motorului de acționare pe cale electrică, acesta va trebui să funcționeze pe caracteristici mecanice artificiale, obținute pe calea modificării cel puțin a unui parametru electric sau magnetic, respectiv prin modificări în schema de conexiuni. Fie un motor de curent continuu cu excitație independentă, funcționînd în regim staționar în punctul N_1 (fig. 5—1), pe caracteristica sa mecanică naturală *1*, corespunzător cuplului static rezistent M_s=const. Pentru ca viteza de rotație să scadă de la Ω_1 la Ω_2, punctul de funcționare trebuie să ajungă în N_2, pe altă caracteristică mecanică, de exemplu reostatică, obținută prin înserierea unei rezistențe în circuitul rotoric. În orice caz, datorită existenței inerției, această trecere se va face — în ipoteza unei modificări practic instantanee a rezistenței echivalente rotorice R_A — în felul următor: punctul de funcționare trece inițial în N'_1 la viteză constantă Ω_1, după care se deplasează în sensul săgeții spre N_2. În acest din urmă punct se stabilește din nou echilibrul dintre cuplul electromagnetic dezvoltat de motor și cuplul de sarcină M_s. Pe porțiunea N'_1N_2 sistemul de acționare este decelerat, cuplul electromagnetic fiind aici inferior cuplului de sarcină M_s, în toate punctele acestei porțiuni de caracteristică, cu excepția lui N_2 în care îl egalează.

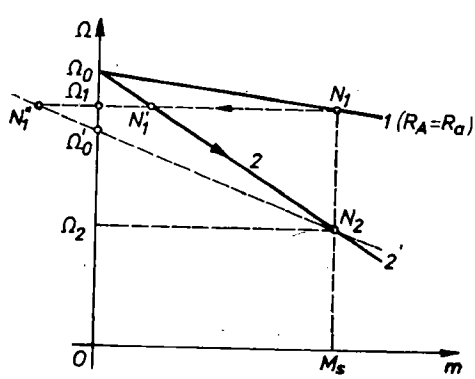


Fig. 5—1. Variația vitezei la cuplu static constant.

Desigur că aceeași variație de viteză unghiulară $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$ poate fi realizată de pildă și pe altă caracteristică mecanică artificială, de exemplu pe caracteristica *2'* (fig. 5—1), ce s-ar putea realiza scăzînd brusc tensiunea de alimentare de la U_N la $U < U_N$, simultan cu înserierea unei rezistențe în circuitul rotoric. Se remarcă însă că în cadranul 2, pe porțiunea de caracteristică $N_1''\Omega'_0$, mașina electrică va funcționa într-un regim de frînare recuperativă.

Din cele expuse anterior se poate conchide că *pentru reglarea vitezei de rotație se pot utiliza mai multe metode.* Alegerea definitivă a metodei nu se va face arbitrar, ci după un studiu tehnico-economic.

Evident că variația vitezei motorului de acționare se poate realiza și la cuplu static rezistent variabil. Dacă valoarea acestuia, redus la arborele motorului, scade de la M_{s1} la M_{s2}, variind deci cu cantitatea $\Delta M_s = M_{s1} - M_{s2}$, viteza poate varia de la Ω_1 la Ω_2 sau Ω'_2, după tipul de caracteristică a motorului folosit (fig. 5—2). Așadar, pe caracteristica mecanică rigidă *1* viteza crește cu $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$, iar pe caracteristica mecanică *2*, de tip serie, viteza crește cu $\Omega\Delta' = \Omega'_2 - \Omega_1$. Trebuie să reținem că viteza poate varia, pe aceeași caracteristică mecanică, numai datorită variației cuplului static; variația de viteză realizată depinde de gradul de rigiditate al caracteristicii mecanice concrete pe care funcționează motorul de acționare.

În fine, *menținerea constantă a vitezei de rotație,* cînd cuplul static ar fi variabil între două limite, se va face pe o infinitate de caracteristici mecanice artificiale (fig. 5—3), realizate în practică cu ajutorul sistemelor de reglare automată. Punctul de funcționare trebuie să poată trece de pe o caracteristică mecanică pe una infinit vecină.

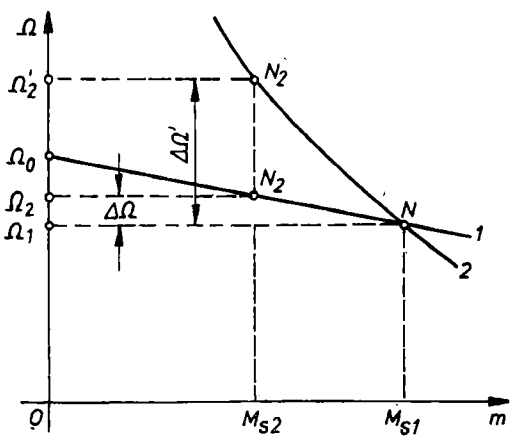


Fig. 5—2. Variația vitezei de rotație la cuplu rezistent variabil.

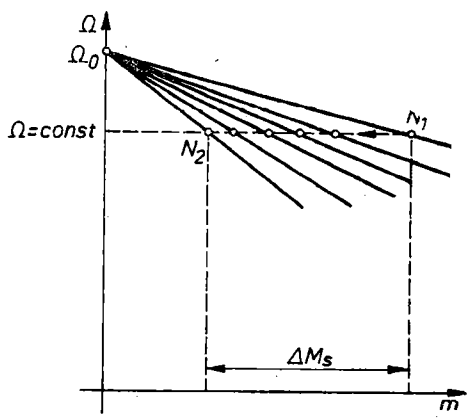


Fig. 5—3. Menținerea constantă a vitezei de rotație, la cuplu static rezistent variabil.

5.2. INDICI ȘI CRITERII DE APRECIERE A METODELOR DE REGLARE A VITEZEI

Pentru a face posibilă compararea diferitelor metode de reglare a vitezei de rotație, în cadrul studiilor tehnico-economice se folosesc diferiți *indici* și *criterii de apreciere* ale acestora.

Unul dintre cei mai importanți indici calitativi este *randamentul* η. Dacă el reprezintă raportul dintre puterea mecanică furnizată la arborele prin-

cipal al mașinii de lucru și puterea electrică (activă) absorbită de la rețea de către motorul de acționare, este vorba de *randamentul global* al sistemului de acționare. Randamentul global este evident inferior randamentului motorului, la care acesta se definește prin raportul dintre puterea mecanică utilă la arborele său și puterea preluată din rețeaua de alimentare, deoarece randamentul global ține seama și de randamentul transmisiei, mecanice sau de alt tip.

Randamentul permite împărțirea metodelor de reglare a vitezei în *metode cu pierderi mici*, la care pierderile sînt comparabile cu cele din serviciul nominal pe caracteristica mecanică naturală a motorului, și *metode cu pierderi*, cînd acestea sînt mult superioare celor nominale. În situația metodelor cu pierderi mici, randamentul global variază foarte puțin la reglarea vitezei de acționare cu cuplu de sarcină constant.

Sensul reglării vitezei poate fi crescător sau descrescător în raport cu viteza de referință, de obicei cea nominală. Dacă turația variază numai peste sau numai sub turația de referință, se realizează o *reglare monozonală* a turației. Anumite metode efectuează o *reglare bizonală*, atît peste cît și sub turația de referință. La acționările cu mașini asincrone avem *reglare subsincronă* sau *suprasincronă*, după cum viteza de sincronism nu este, respectiv este depășită.

Domeniul de reglare al turației V se definește prin raportul dintre viteza maximă Ω_M și viteza minimă Ω_m ce pot fi realizate, adică

$$V=\frac{\Omega_M}{\Omega_m}=\frac{V}{1}, \qquad (5-1)$$

pus de obicei sub forma unei fracții cu numitor unitar. Unii autori definesc domeniul de reglare a turației prin raportul invers, $1/V$, la care numărătorul este unitar.

Finețea reglării se exprimă prin raportul a două trepte consecutive de viteză, obținute cu metode de variație discretă a turației, respectiv prin raportul adimensional Ω_k/Ω_{k+1}. Reglarea va fi cu atît mai fină cu cît acest raport se apropie mai mult de unitate, ceea ce se realizează prin creșterea numărului total de trepte de viteză.

Gradul de rigiditate, definit în subcapitolul 3.1, este un indice calitativ deseori utilizat în compararea metodelor de variație și reglare a vitezei. Funcționarea se face cu atît mai rigid pe o anumită caracteristică mecanică statică, cu cît variația de viteză unghiulară $\Delta\Omega$ este mai mică, pentru o aceeași variație totală ΔM_s a cuplului de sarcină. Variația cuplului static se ia de obicei în jurul valorii de regim permanent. Rigiditatea pe caracteristica mecanică *1* (fig. 5—4) este mai mare decît pe caracteristica mecanică 2. În unele lucrări se menționează și noțiunea de *stabilitate* în sensul menționat anterior, deși aceasta nu are o legătură intimă cu stabilitatea statică a sistemului de acționare, prezentată în subcapitolul 1.8.

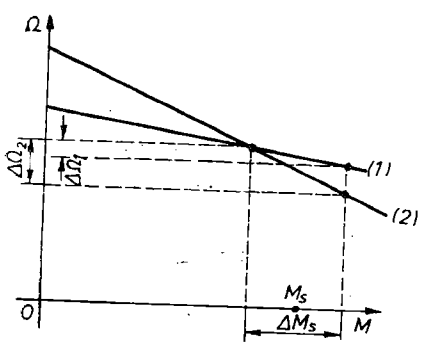


Fig. 5—4. Explicativă referitoare la gradul de rigiditate.

În condițiile alimentării motorului asincron trifazat de la o rețea trifazată avînd tensiunile de fază și linie constante ca valoare efectivă, reglarea vitezei acestui motor se poate realiza *discret*, în trepte, și *continuu*. Reglarea în trepte se poate efectua cu pierderi mici prin modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurărilor. Cînd reglarea în trepte are loc prin variația discretă a rezistenței active pe fază în rotor, metoda este însoțită de pierderi suplimentare, energia de alunecare a motorului asincron transformîndu-se în căldură. În unele instalații industriale se folosesc uneori frîne comandabile acționate electrohidraulic, împreună cu motorul asincron, pentru obținerea de viteze joase reglabile.

5.3.1. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli

Viteza unghiulară a motorului asincron este, cu notațiile consacrate și deja introduse,

$$\Omega = \Omega_0(1-s) = \frac{\omega_1}{p}(1-s) = \frac{2\pi f_1}{p}(1-s). \qquad (5-2)$$

Modificarea numărului de perechi de poli p, care nu poate avea la motoarele uzuale asincrone și sincrone decît valori întregi, conduce la modificarea discretă, în trepte, a vitezei de sincronism; prin urmare se modifică și viteza de rotație a motorului asincron. Schimbarea numărului de perechi de poli se poate face prin modificări de conexiuni ale înfășurării statorice, care trebuie să fie de execuție specială (Dahlander etc.) sau prin folosirea pe stator a două înfășurări distincte. Comutările necesare sînt comparabile, ca efect, cu cel al unei cutii de viteză cu două trepte.

Modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării statorice atrage după sine necesitatea schimbării și a numărului de poli ai înfășurării rotorice, deoarece ambele înfășurări trebuie să aibă același număr de perechi de poli. Însă schimbarea simultană a numărului de poli în rotor impune montarea a încă trei inele colectoare suplimentare pentru fiecare alt număr de perechi de poli în rotor. Din această cauză mașinile cu număr de poli variabil discret se construiesc de regulă cu rotorul în scurtcircuit, în colivie, acest tip de rotor adaptîndu-se automat la orice număr de poli ai înfășurării statorice.

Cel mai răspîndit motor asincron care posedă două viteze de sincronism diferite este așa-numitul *motor asincron cu două viteze*, fabricat și la noi în țară, de pildă la Întreprinderea „Electroprecizie" Săcele. Un astfel de motor este dotat cu o înfășurare statorică executată din cîte două jumătăți pe fiecare fază (pentru faza A cele două jumătăți sînt A_1-X_1 și A_2-X_2, fig. 5—5, *a*). Jumătățile de înfășurare pot fi conectate în serie (fig. 5—5, *a*) sau paralel în opoziție (fig. 5—6, *a*). La conectarea paralel în opoziție se obține un număr de poli pe jumătate față de conectarea în serie.

De la numărul de perechi de poli p la conexiunea în stea (fig. 5—5, *b*) sau triunghi (fig. 5—5, *c*), cînd cele două jumătăți de înfășurare sînt înseriate, se trece, pentru aceeași tensiune efectivă de alimentare pe fază, la conexiunea în stea dublă (fig. 5,6, *b* și *c*), prin legarea în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare. În acest mod numărul de perechi de poli scade la $p/2$, viteza de sincronism dublîndu-se.

Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea dublă stea se efectuează la cuplu constant. Pentru demonstrarea acestei afirmații, fie I_1 curentul printr-o

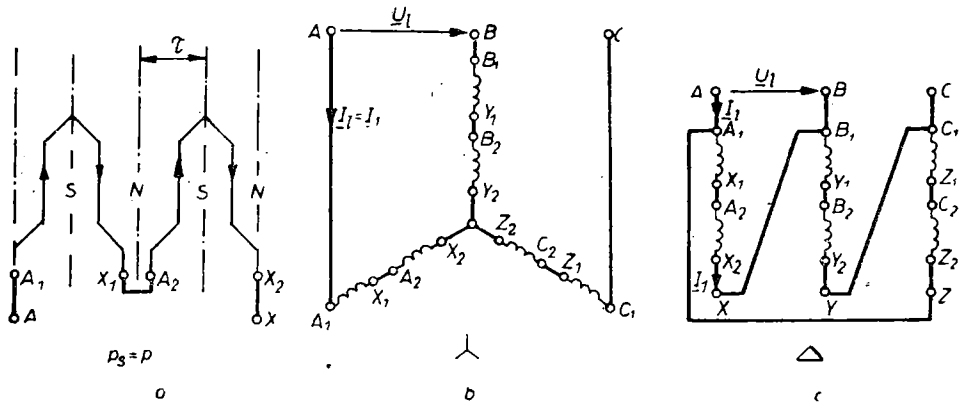


Fig. 5—5. Conectarea în serie a celor două jumătăți de înfășurare pe fiecare fază: *a* — schema înfășurării de fază; *b* — conexiunea în stea; *c* — conexiunea în triunghi.

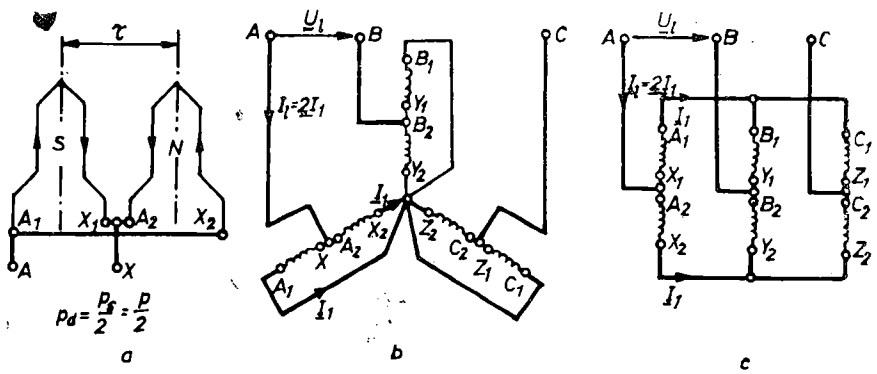


Fig. 5—6. Conectarea paralel în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare pe fiecare fază: *a* — schema înfășurării de fază; *b*, *c* — conexiunea în stea dublă.

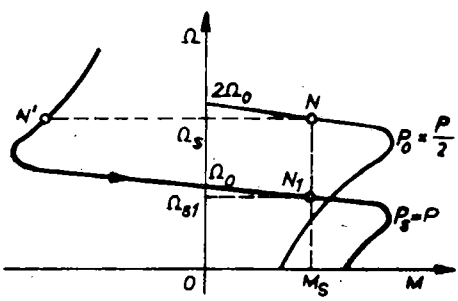


Fig. 5—7. Caracteristicile mecanice corespunzătoare trecerii de la conexiunea în stea dublă la conexiunea în stea.

jumătate de înfășurare a unei faze statorice. La conexiunea în stea curentul de linie este $I_l = I_1$, iar pentru conexiunea în stea dublă $I_l = 2I_1$. Cu factori de putere egali în cele două montaje, puterea activă $P = \sqrt{3}\ U_l I_l \cos\varphi$ se dublează de la conexiunea în stea la conexiunea în stea dublă. Dar numărul de poli înjumătățindu-se viteza se dublează la conexiunea în stea dublă față de conexiunea în stea și astfel cuplul dezvoltat rămîne constant. Trecerea de la viteza unghiulară Ω_s la viteza $\Omega_{s1} < \Omega_s$ are loc printr-un regim

de frînare recuperativă (fig. 5—7). Punctul de funcționare staționară $N(M_s, \Omega_s)$ trece inițial la viteză constantă în punctul N', după care sub influența cuplului de frînare viteza scade. Cînd viteza coboară sub Ω_0, viteza de sincronism corespunzătoare conexiunii în stea, mașina trecere din nou în regim de motor și punctul de funcționare ajunge în final în N_1, dacă cuplul static de natură reactivă M_s nu se modifică în cursul procesului descris anterior. Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea dublă stea se recomandă prin urmare la cuplu constant.

Trecerea de la conexiunea în triunghi la conexiunea dublă stea are loc la putere practic constantă. Să presupunem, pentru a demonstra aceasta, egalitatea factorilor de putere pentru ambele conexiuni; puterea activă preluată de motor din rețea rămîne aproximativ aceeași, deoarece pentru conexiunea în triunghi (fig. 5—5, *c*) puterea activă este

$$P_1=\sqrt{3}\,U_l I_l \cos\varphi=\sqrt{3}\,U_l\sqrt{3}\,I_1 \cos\varphi=3\,U_l I_1 \cos\varphi. \qquad (5-3)$$

Pentru conexiunea în dublă stea avem

$$P_2=\sqrt{3}\,U_l I_l \cos\varphi=\sqrt{3}\,U_l 2I_1 \cos\varphi=2\sqrt{3}\,U_l I_1 \cos\varphi. \qquad (5-4)$$

Dar $2\sqrt{3}\simeq 3{,}46$ este apropiat valoric de 3, se poate aprecia $P_1\simeq P_2$.

Pentru executarea comutărilor în schema de conexiuni a înfășurării trifazate statorice se utilizează comutatoare speciale sau contactoare.

Motoarele asincrone trifazate cu mai mult de două viteze de sincronism se execută cu o înfășurare comutabilă și una obișnuită, dispuse în aceleași crestături în cazul a trei viteze distincte de sincronism sau cu două înfășurări diferite și comutabile (4 viteze). Din cauza dificultăților de execuție practică a înfășurărilor, nu se obțin mai mult de patru viteze. La trecerea de la conexiunea în triunghi la dublă stea, rapoartele numerelor de perechi de poli sînt: 4/2; 8/4; 12/6, raportul vitezelor de sincronism fiind 1/2.

Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli este economică, neapărînd pierderi suplimentare, dar nu poate fi executată decît în trepte. Caracteristicile mecanice sînt rigide pe porțiunile lor rectilinii. Dezavantajele metodei constau în necesitatea prezenței a unei sau a mai multor înfășurări speciale în stator, precum și un aparataj de comutație special.

Motoarele asincrone cu un număr variabil discret de poli sînt întrebuințate la acționarea pompelor, ventilatoarelor, ascensoarelor de materiale și persoane, elevatoarelor, cît și la acționarea mașinilor așchietoare și de prelucrare a lemnului.

5.3.2. Reglarea vitezei prin modificarea rezistenței circuitului rotoric

Modificarea rezistenței echivalente pe fază în circuitul rotoric al motoarelor asincrone se efectuează practic numai la motoarele cu inel (cu rotorul bobinat). Introducerea simetrică de rezistoare în serie cu înfășurările de fază rotorice modifică crescător alunecările critice ale caracteristicilor mecanice reostatice obținute, deoarece știm că acestea vor fi

$$s_c=\frac{R_2'+R_{2s}}{\sqrt{R_1^2+(X\sigma_1+X'\sigma_2)^2}}. \qquad (5-5)$$

Cuplul critic rămîne însă constant.

Inconvenientul principal al acestei metode simple de reglare a vitezei la cuplu de sarcină constant rezidă în pierderile mari de energie și deci într-un randament global scăzut. Pierderile Joule din circuitul rotoric p_{cu_2} reprezintă diferența dintre puterea electromagnetică $P_{em}=m\Omega_0$, transmisă rotorului prin întrefier, și puterea mecanică $P_m=m\Omega$,

$$p_{cu_2}=P_{em}-P_m=m(\Omega_0-\Omega)=sP_{em}=sm\Omega_0. \qquad (5-6)$$

Randamentul motorului este, din această cauză, scăzut. Acesta va fi

$$\frac{P_m}{P_{em}}=\frac{m\Omega_0(1-s)}{m\Omega_0}=1-s. \qquad (5-7)$$

Cu cît alunecarea crește, deci cu cît scade viteza de rotație, cu atît se înrăutățește randamentul motorului și prin urmare și randamentul global. Dacă alunecarea s devine mai mare decît $\frac{1}{2}$ randamentul motorului scade, sub 0,5, iar puterea mecanică rezultă mai mică decît puterea de pierderi din circuitul rotoric, avînd $P_m=(1-s)P_{em}$. Din acest motiv reglarea vitezei la cuplu constant nu poate fi admisă decît pentru motoare de puteri nominale reduse, unde nu contează prea mult randamentul, cît și în servicii intermitente ori de scurtă durată (de exemplu S3 și S2).

În sistemele de acționare la care cuplul de sarcină este de tip ventilator, adică proporțional cu pătratul vitezei de rotație, pierderile de energie se reduc în raport cu cele survenite în cazul reglării vitezei la cuplu de sarcină constant, în aceeași ipoteză a modificării rezistenței circuitului rotoric.

În figura 5—8 se arată schema de principiu (*a*), cît și caracteristicile mecanice realizate (*b*). Din ultima figură se vede că la sarcini reduse variația de viteză ce poate fi realizată este mică, iar la funcționarea în gol chiar imposibilă. Domeniul de reglare al vitezei depinde așadar de limitele între care variază sarcina.

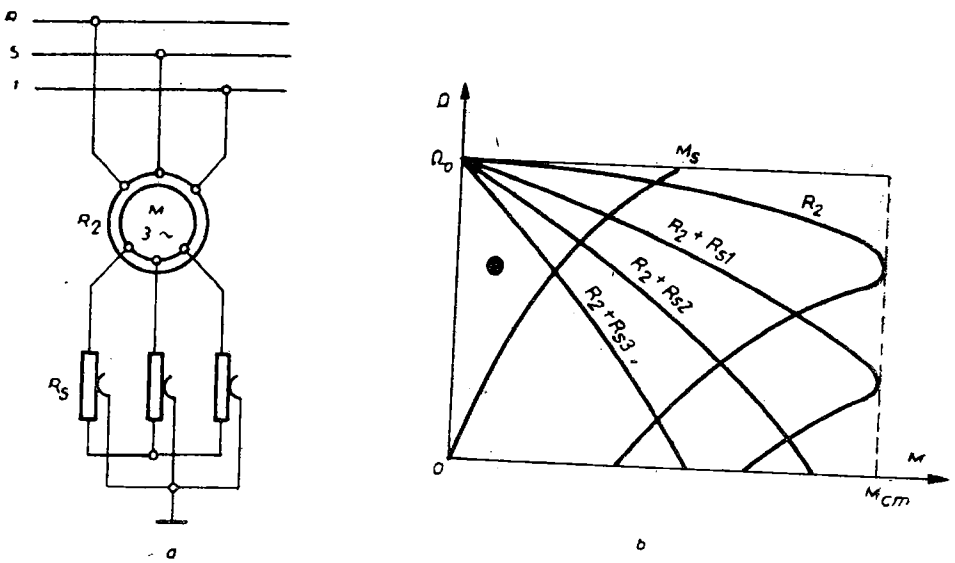


Fig. 5—8. Reglarea vitezei de rotație la motorul asincron bobinat în rotor, avînd înseriate, în înfășurarea sa rotorică, rezistoare:
a — schema de principiu; *b* — caracteristicile mecanice.

Sensul reglării este descrescător față de viteza de bază, finețea reglării depinzînd de numărul de trepte ale reostatului de reglare. Acesta trebuie să fie dimensionat corespunzător menținerii sale permanente în circuit; în consecință, reostatul de pornire nu poate fi utilizat și pentru reglarea vitezei de rotație, acesta fiind de obicei proiectat pentru funcționare de scurtă durată.

Rigiditatea scăzută a caracteristicilor mecanice reostatice constituie un alt inconvenient al metodei de reglare de care ne ocupăm; variații relativ mici ale cuplului static rezistent conduc la variații relativ mari ale vitezei.

Dacă turația trebuie scăzută la cuplu constant în funcționare de lungă durată, puterea nominală a motorului se va lua de a ori mai mare (fig. 5—9).

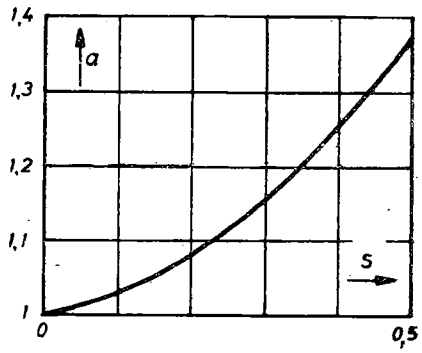
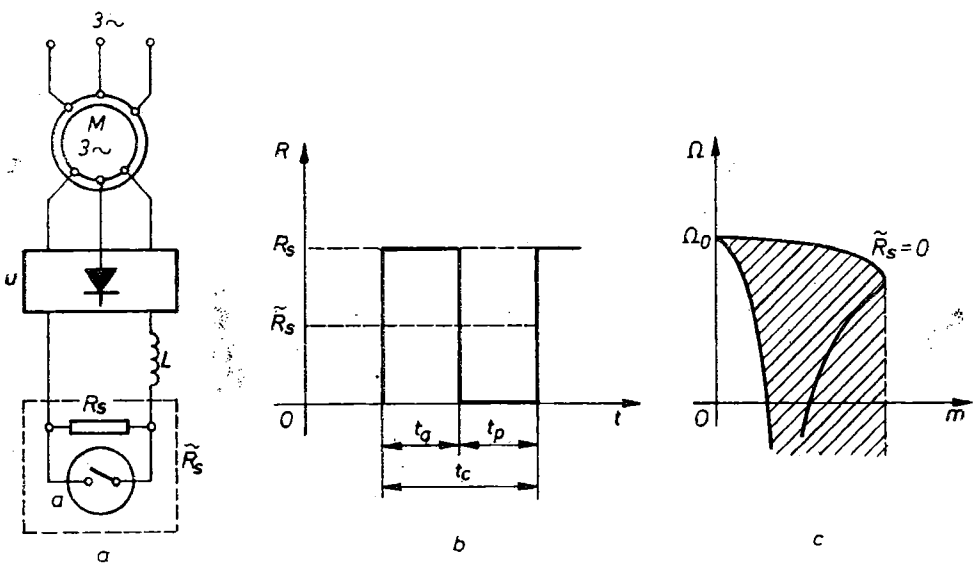


Fig. 5—9. Coeficientul a de majorare a puterii nominale a motorului, la cuplu de sarcină constant.

Metoda studiată este ameliorată, ca fiabilitate, prin utilizarea în circuitul rotorului a unui redresor cu semiconductoare u, în al cărui circuit de curent continuu se folosește un rezistor de rezistență invariabilă R_s, scurtcircuitat intermitent periodic de întreruptorul fără contacte mecanice a (fig. 5—10). Valoarea medie a rezistenței suplimentare din rotor va fi

$$\tilde{R}_s = \frac{t_a}{t_c} R_s. \qquad (5-8)$$



a b c

Fig. 5—10. Reglarea turației motorului asincron trifazat, cu rezistență rotorică suplimentară comandată prin impulsuri:

a — schema de principiu; b — mărimile caracteristice ale unei perioade; c — caracteristicile mecanice realizate (aria hașurată: aria mărginită de aceste caracteristici); L — bobină de filtrare; R_s — rezistența suplimentară; $\tilde{R}_s$ — rezistența suplimentară medie; a — întreruptor fără contacte mecanice; t_a, t_p — intervalele temporale de deschidere, respectiv închidere a întreruptorului a.

Deseori se combină această comandă prin impulsuri a rezistenței suplimentare rotorice cu comanda tensiunilor statorice.

Motoarele asincrone cu rezistență rotorică suplimentară comandată prin impulsuri pot fi încărcate pînă la circa 95% din cuplul lor nominal, iar la turații mai scăzute pînă la circa 75% (în S1), fără ca solicitarea termică admisibilă să fie depășită.

5.3.3. **Reglarea vitezei cu frîne comandabile**

În domeniul turațiilor auxiliare joase (la instalații de ridicat, ascensoare, dispozitive de basculare etc.), se folosește uneori o frînă electromagnetică de inducție *m2*, cuplată cu motorul asincron *m1* (fig. 5—11, *a*). Caracteristica mecanică rezultantă se obține prin însumarea algebrică a caracteristicilor mecanice ale motorului și frînei (fig. 5—11, *b*). Reglarea turației se face prin rezistența rotorică suplimentară R_s, respectiv prin rezistența r din circuitul de excitație al frînei *m2*. Se remarcă posibilitatea obținerii a unei caracteristici mecanice rezultante rigide $\Omega(m)$ în domeniul vitezelor joase din primul cadran.

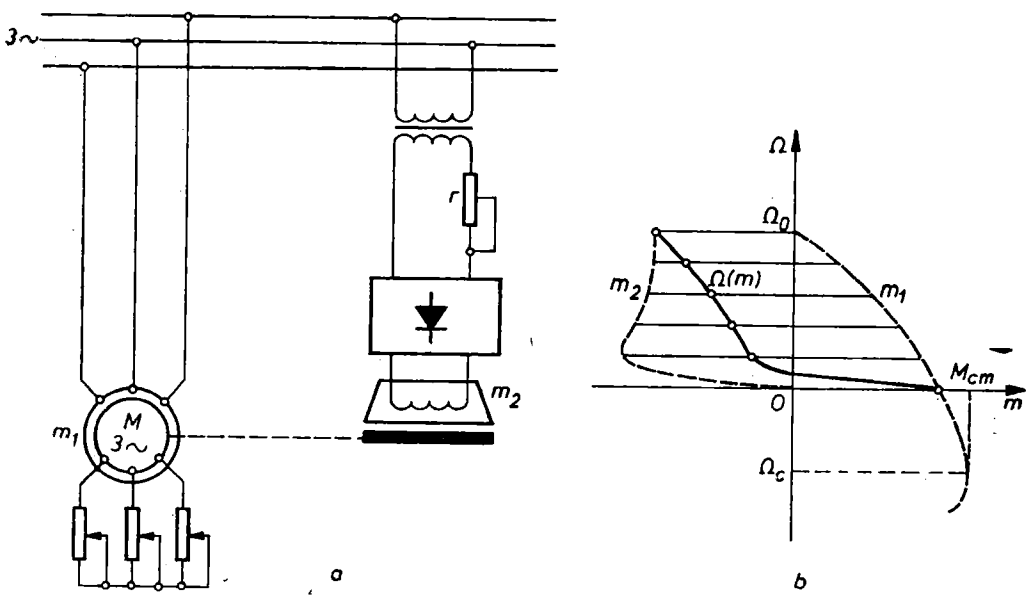


Fig. 5—11. Motor asincron trifazat cuplat cu o frînă electromagnetică de inducție:

a — schema de principiu; *b* — caracteristica mecanică rezultantă $\Omega(m)$; *m1* — caracteristica mecanică a motorului asincron; *m2* — caracteristica mecanică a frînei electromagnetice de inducție.

În figura 5—12, *a*, s-a redat o altă schemă folosită la realizarea și reglarea de turații auxiliare scăzute (10 pînă la 30% din turația nominală). Motorul asincron *m1* este cuplat cu o frînă mecanică, a cărei cuplu de frînare m_f este astfel comandat pe cale electrohidraulică în funcție de frecvența rotorică f_2, încît corespunde în permanență diferenței dintre cuplul motorului m_1 și cuplul de sarcină m_s (punctul de funcționare *N*, fig. 5—12, *b*).

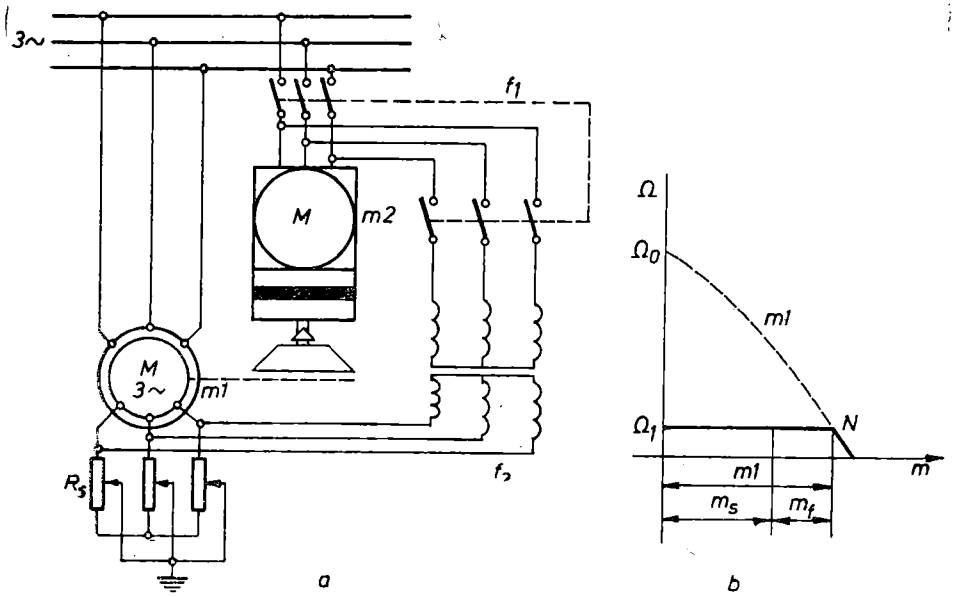


Fig. 5—12. Motor asincron trifazat cu frînă electrohidraulică:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica mecanică realizată (cu linie groasă continuă).

Asemenea scheme se întîlnesc în instalațiile de ridicat (macarale) de putere redusă și frecvență orară de conectare mică.

5.3.4. Reglarea vitezei prin modificarea impedanțelor statorice

Viteza motorului asincron poate fi reglată și prin introducerea de rezistențe sau impedanțe inductive simetrice în liniile de alimentare statorice (fig. 5—13). La cuplu constant viteza motorului se modifică prin trecerea punctului de funcționare de pe caracteristica mecanică naturală pe o caracteristică artificială.

Deși simplă, răspîndirea acestei metode este restrînsă, din cauza domeniului îngust de reglare a vitezei ce poate fi realizat. Mai răspîndită este reglarea vitezei motorului asincron prin înserierea înfășurărilor de lucru ale unor amplificatoare magnetice în liniile de alimentare statorice. Folosirea acestor elemente statice cu reactanță inductivă continuu variabilă, prin variația curentului din înfășurarea de comandă, se aplică independent de tipul constructiv al rotorului motorului asincron.

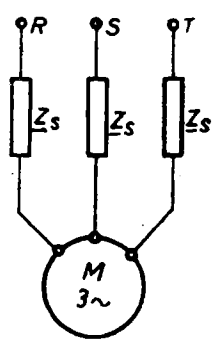


Fig. 5—13. Impedanțe introduse simetric în înfășurările de fază statorice ale motorului asincron.

5.4. ACȚIONĂRI REGLABILE CU MOTOARE SINCRONE TRIFAZATE

Știind că viteza de rotație a motorului sincron coincide cu viteza de sincronism $\Omega_0 = 2\pi f_1/p$, indiferent de sarcina lor la arbore mai mică decît cuplul lor maxim

admisibil sincron, rezultă că variația turației motorului sincron alimentat la frecvență constantă este posibilă doar prin modificarea numărului de perechi de poli p ai motorului.

În practica curentă, modificarea numărului de perechi de poli este foarte rară, fiind nevoie de înfășurări de tip special și de necesitatea comutării simultane atît în stator, cît și în rotor.

Reglarea vitezei prin modificarea frecvenței de alimentare este de obicei legată și de variația tensiunii efective de alimentare pe fază și va fi menționată în subcapitolul 6.2.

5.5. ACȚIONĂRI REGLABILE CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE INDEPENDENTĂ

La aceste sisteme de acționare, ca și la cele cu motoare de curent continuu cu excitație în derivație, viteza unghiulară poate fi exprimată cu relația

$$\Omega=\frac{U}{k\Phi}-\frac{(R_a+R_s)I_a}{k\Phi}. \tag{5-9}$$

Din analiza acestei relații rezultă că reglarea turației se poate efectua, în afara cazului modificării tensiunii de alimentare rotorice U, ce va fi examinat separat în paragraful 6.4.1 și subcapitolul 6.3, prin modificarea rezistenței rotorice echivalente $R_A=R_a+R_s$ a circuitului rotoric (dacă ne referim numai la această modificare survenită prin înserierea de rezistoare suplimentare) și prin modificarea fluxului magnetic de excitație.

5.5.1. Reglarea vitezei prin rezistența echivalentă a circuitului rotoric

Modificarea rezistenței echivalente a circuitului rotoric poate fi efectuată în diferite moduri, dintre care cel mai des utilizat este înserierea unor rezistoare de rezistență R_s în circuitul de care ne ocupăm. Reostatele folosite trebuie dimensionate pentru funcționarea în serviciul continuu. Ca și la motorul asincron, nu se pot utiliza pentru reglarea vitezei reostatele de pornire, decît numai dacă acestea au fost dimensionate special pentru acest scop.

Această metodă de reglare a vitezei se caracterizează prin aceea că la o încărcare dată cuplul este constant. Apreciind fluxul magnetic pe pol principal statoric constant (mașina se socotește complet compensată), la $I_a=$ $=$const., $m=k\Phi I_a=$const. În aceste condiții se produc pierderi Joule importante, aproximativ proporționale cu gradul de rigiditate al caracteristicii mecanice a motorului,

$$\delta=\frac{\Omega_0-\Omega}{\Omega_0}. \tag{5-10}$$

Pentru demonstrarea acestei afirmații, observăm că puterea absorbită de la rețea este

$$P_1=UI_a=k\Phi\Omega_0 I_a=m\Omega_0, \tag{5-11}$$

iar puterea mecanică la arbore are expresia

$$P_2=m\Omega. \tag{5-12}$$

Eliminarea cuplului electromagnetic între relaţiile (5—11) şi 5—12) conduce la

$$P_1=\frac{\Omega_0}{\Omega}P_2.$$

Puterea de pierderi p_2 în circuitul rotoric va fi

$$p_2=P_1-P_2=m(\Omega_0-\Omega)=m\Omega_N\frac{\Omega_0}{\Omega_N}\cdot\frac{\Omega_0-\Omega}{\Omega_0}=P_{2N}\frac{\Omega_0}{\Omega_N}\delta. \qquad (5-13)$$

Pentru $\delta=0{,}5$ şi $\Omega_0/\Omega_N=1{,}05$, rezultă $p_2=0{,}525\ P_{2N}$. În consecinţă, reducînd viteza la $0{,}5\ \Omega_0$, practic la jumătatea vitezei iniţiale, circa jumătate din puterea absorbită de la reţea se transformă în putere termică în reostat.

Se poate arăta că în situaţia unui cuplu static variind proporţional cu pătratul vitezei (cuplu de sarcină de tip ventilator), pierderile de putere din circuitul rotoric sînt mult mai mici faţă de cazul în care cuplul de sarcină este constant. În ipoteza admisă, pierderile Joule din circuitul rotoric trec printr-un maximum la viteza unghiulară $(2/3)\Omega_0$. Pierderile maxime sînt de numai 0,172 $P_{2N}=p_{2\ max}$.

Metoda reostatică serie de reglare a vitezei este aşadar o metodă cu pierderi. Prin această metodă nu se poate modifica viteza de funcţionare în gol ideală Ω_0; reglarea vitezei este monozonală, numai în domeniul vitezelor inferioare celei de bază.

Domeniul de reglare este de circa 2: 1. Fineţea reglării depinde de numărul de trepte ale reostatelor utilizate. Cu reostatele bobinate prevăzute cu cursor, se poate realiza o reglare practic continuă, evident pentru puteri nominale reduse ale motorului. Creşterea rezistenţei rotorice echivalente face ca rigiditatea caracteristicilor mecanice obţinute să scadă.

Modificarea vitezelor de funcţionare în gol ideale şi obţinerea unor caracteristici mecanice mai rigide este posibilă dacă se şuntează rotorul cu un reostat de rezistenţă R_d, simultan cu înserierea în circuitul rotoric al unui alt rezistor variabil sau nu de rezistenţă R_s (fig. 5—14). Pentru R_d=const. şi R_s variabil (fig. 5—15, *b*) se obţin familii de caracteristici mecanice. Acestea constituie fascicule de drepte, deci drepte care trec printr-un punct fix. Prin şuntarea rotorului se obţine o rigiditate mai mare a caracteristicilor mecanice şi o reglare în limite largi a vitezei, faţă numai de înserierea de rezistenţă.

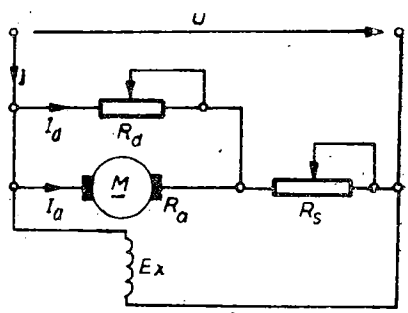


Fig. 5—14. Schema de şuntare a rotorului motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

Randamentul este mic, iar domeniul de reglare limitat de pierderile în rezistenţele R_d şi R_s. Pierderile sînt cu atît mai importante cu cît se urmăreşte obţinerea unor viteze mai mici. Sensul reglării de viteză este monozonal — sub viteza de bază — iar variaţia vitezei se face în trepte.

Metoda nefiind economică se utilizează numai acolo unde nu este justificat un convertor static sau un grup generator-motor, mult mai scumpe, în general la puteri nominale mici.

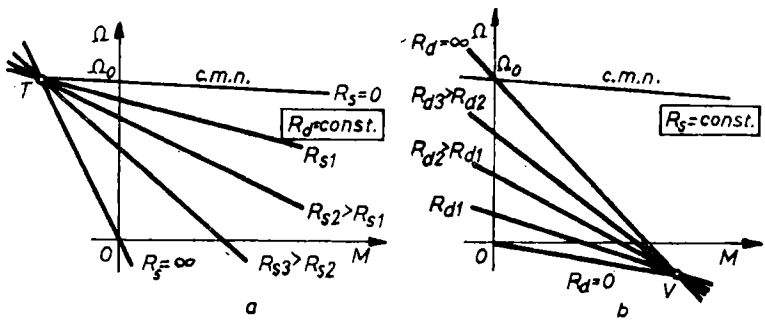


Fig. 5—15. Familii de caracteristici mecanice, obținute prin șuntarea rotorului: a — R_d = const. și R_s variabil; b — R_s = const. și R_d variabil.

5.5.2. Reglarea vitezei prin fluxul de excitație

Modificarea fluxului de excitație conduce la deplasarea punctului de funcționare pe diferite caracteristici mecanice artificiale de flux magnetic, examinate în paragraful 3.4.1.1.

Acest procedeu de reglare reprezintă o metodă economică; pierderile din reostatul de cîmp sau de excitație sînt reduse, deoarece, după cum se știe, curentul nominal de excitație este de ordinul procentelor față de curentul rotoric nominal. În schimb dimensiunile și costul motorului devin cu atît mai mari, cu cît raportul dintre viteza maximă și cea nominală devine mai mare. Acestea se datoresc circuitului magnetic și execuției mecanice mai pretențioase.

Modificarea fluxului de excitație antrenează variația vitezei la funcționarea în gol ideală Ω_0. Deoarece mașina funcționează aproape de saturația magnetică, reglarea vitezei se efectuează numai prin scăderea fluxului (prin slăbirea cîmpului de excitație). De aceea și sensul de reglare al vitezei este monozonal, obținîndu-se viteze superioare celei nominale. Domeniul de reglare este cuprins între 1,5: 1 și 3: 1. Dacă slăbirea cîmpului de excitație depășește o anumită limită inferioară, înclinarea caracteristicii mecanice de flux magnetic devine mare, scăzînd rigiditatea. Finețea reglării este bună, reostatul de excitație putînd avea un număr mare de trepte, dar rămînînd totuși de gabarit suficient de mic și ușor de manevrat.

Reglarea vitezei de rotație prin modificarea fluxului de excitație se folosește la putere constantă. Pentru a arăta acest lucru, se observă că la un curent rotoric absorbit constant $I_a = I_{aN}$, fluxul de excitație este

$$\Phi = \frac{U_N - R_a I_{aN}}{k\Omega} = \frac{C}{k\Omega}$$

și deci cuplul electromagnetic va fi

$$m = k\Phi I_{aN} = I_{aN}\frac{C}{\Omega}, \qquad (5-14)$$

iar puterea

$$P = m\Omega = K = \text{const.} \qquad (5-15)$$

Cuplul electromagnetic variază după o hiperbolă, de ecuație (5—14), în timp ce puterea motorului rămîne constantă, cum se vede din egalitatea (5—15).

Această metodă se poate aplica în condiții economice avantajoase la strunguri, mașini de înfășurat etc.

5.6. ACȚIONĂRI REGLABILE CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE ÎN SERIE

Principial întîlnim aceleași posibilități de reglare a vitezei motorului de curent continuu cu excitație în serie ca și la motoarele cu excitație independentă și derivație. Dependența neliniară dintre fluxul de excitație și curentul rotoric, curentul motorului, face însă mai dificilă reglarea vitezei motorului cu excitație în serie.

5.6.1. Reglarea vitezei prin rezistența circuitului rotoric

Prin introducerea în serie în circuitul motorului a unor rezistoare, motorul va funcționa pe caracteristici mecanice reostatice, situate sub caracteristica mecanică naturală. Utilizarea lor se efectuează la puteri nominale scăzute, datorită faptului că la puteri mari pierderile Joule devin importante. Se realizează o reglare monozonală subnominală, în sens descrescător. Domeniul de reglare este dependent de sarcina motorului, scăzînd simultan cu micșorarea sarcinii la arbore. Reglarea se face la cuplu constant, în jurul valorii nominale. Metoda se folosește, prin simplitatea sa, la electrocare și dispozitive de ridicat, în intervale scurte de timp și la puteri reduse.

Rezistența circuitului rotoric se poate modifica și prin șuntarea rotorului (fig. 5—16, *a*, *b*, *c*), putîndu-se ajunge la domenii de variație a vitezei de pînă la 4:1.

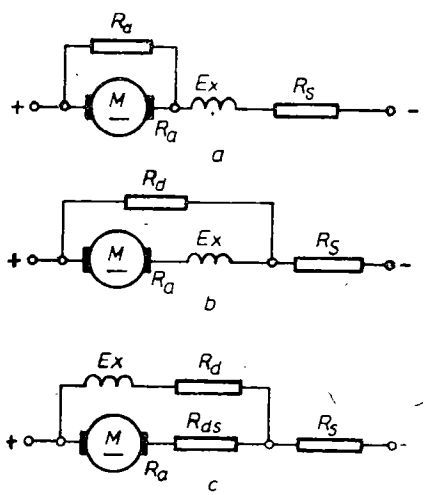


Fig. 5—16. Scheme posibile pentru reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitație în serie prin modificarea circuitului rotoric.

5.6.2. Reglarea vitezei prin fluxul de excitație

Pentru acest procedeu se utilizează schema din figura 5—17, în care excitația serie este șuntată cu un rezistor R_d. După cum am menționat deja, micșorarea fluxului de excitație face să crească viteza. Pe de altă parte, curentul absorbit va crește de asemenea, scăzînd tensiunea electromotoare indusă prin rotație. Do-

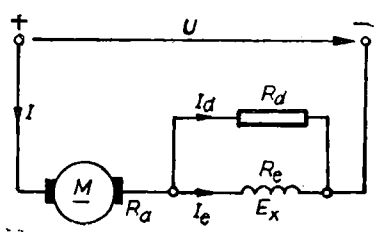


Fig. 5—17. Reglarea vitezei prin fluxul de excitație la motorul cu excitație în serie.

meniul de reglare, la putere constantă, atinge 2: 1. Deşi pierderile prin efect Joule cresc, reglarea de viteză cu această metodă este considerată relativ economică, întrucît pierderile suplimentare din reostatul R_d de cîmp sînt destul de mici.

5.6.3. Reglarea vitezei prin înserierea de motoare

În tracţiunea electrică, în particular la electrocare şi tramvaie, se foloseşte înserierea a două motoare serie identice ale vehiculului pentru obţinerea de viteze mici, după care acestea se trec în paralel, pentru obţinerea de viteze mari (funcţionare nominală) (fig. 5—18).

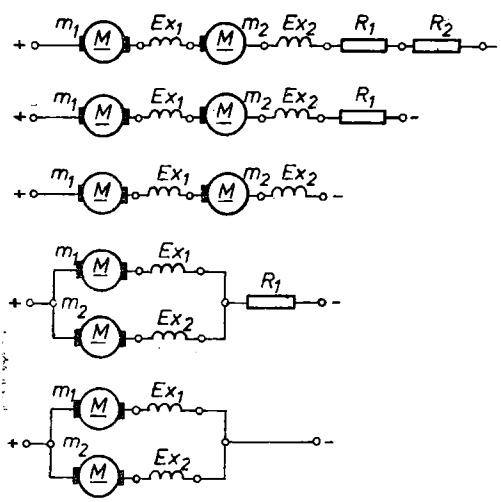


Fig. 5—18. Etapele trecerii de la pornire şi viteze reduse la funcţionarea nominală şi viteze mari a două motoare de curent continuu cu excitaţie în serie.

Deşi tensiunea de alimentare a reţelei este constantă, U, la legarea în serie tensiunea la bornele unui motor devine $U/2$ şi deci ecuaţia de funcţionare a unui motor va fi

$$e_0 = -k\Phi\Omega = \\ = (R_a + R_{ex})i_a - \frac{U}{2}, \qquad (5-16)$$

rezultînd

$$\Omega = \frac{U - 2Ri_a}{2k\Phi}, \qquad (5-17)$$

unde am notat $R = R_a + R_{ex}$. Însă $U/k\Phi = \Omega_l$ este viteza limită şi relaţia (5—17) trece în

$$\Omega = \Omega_l \frac{U - 2Ri_a}{2U}. \qquad (5-18)$$

Acest rezultat arată că pe caracteristica mecanică realizată la conectarea a două motoare serie de asemenea în serie se atinge aproape jumătate din viteza corespunzătoare tensiunii nominale.

La locomotivele electrice cu patru motoare acestea se pot conecta în serie, serie — paralel şi în paralel, aplicîndu-se respectiv fiecărui motor tensiunile $U/4$, $U/2$ şi U.

5.7. REGLAREA VITEZEI PRIN METODA IMPULSURILOR

Atît la motoarele de curent continuu, cît şi la motoarele asincrone trifazate, alimentate din reţele cu tensiune constantă (ultimele cu tensiuni efective de fază sau linie constante), o metodă modernă de reglare a turaţiei o constituie aşa-numita *metodă a impulsurilor*. Ea constă în esenţă în modificarea energiei electromagnetice, absorbită de la reţea sub forma de pulsuri periodice; motoarelor li se modifică periodic, cu o perioadă mică de timp, diferiţi parametri electrici sau magnetici sau acestea se trec succesiv dintr-un regim

de motor într-un regim de frînare, de exemplu dinamică. Aceste modificări periodice se realizează cu elemente de circuit cu o comportare similară cu cea a unui contact electric. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor a căpătat azi o răspîndire mai mare în domeniul puterilor mici și mijlocii, prin utilizarea de tranzistoare de putere și tiristoare din componența variatoarelor statice de tensiune. Principial expunem aici numai unele detalii, chestiunile mai de amănunt fiind examinate în capitolul 6.

Pentru fixarea ideilor, să presupunem un motor de curent continuu cu excitație în derivație sau independentă. În situația schemei de alimentare din figura 5—19, *a*, în intervalul temporal activ t_a rotorul este alimentat (contactul *c* închis). Motorul dezvoltînd un cuplu electromagnetic superior celui de sarcină se va accelera. În intervalul t_p al perioadei $t_c=t_a+t_p$ (fig. 5—20), viteza va scădea, fiindcă odată cu dispariția tensiunii de alimentare cuplul motor se anulează. Pentru

$$\varepsilon=\frac{t_a}{t_c}=\frac{t_a}{t_a+t_p}=1,$$

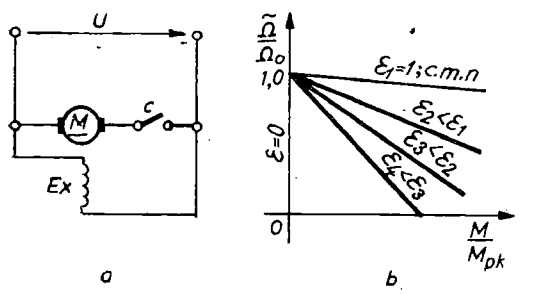


Fig. 5—19. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor, prin alimentarea periodică a rotorului unui motor de curent continuu cu excitație în derivație:

a — schema de principiu; *b* — caracteristici mecanice obținute.

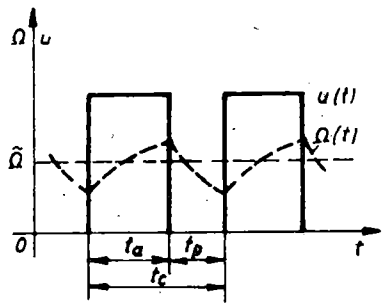


Fig. 5—20. Reglarea vitezei de rotație prin metoda impulsurilor:

$u(t)$ — graficul tensiunii aplicate;
$\Omega(t)$ — graficul vitezei motorului;
$\tilde{\Omega}$ — viteza unghiulară medie a motorului.

motorul este cuplat în permanență la rețea ($t_p=0$) și va funcționa pe caracteristica sa mecanică naturală. Pentru o *durată relativă a impulsului* $\varepsilon=0$ ($t_a=0$), motorul este decuplat în permanență de la rețea. Deci pentru o durată relativă a impulsului $\varepsilon\in(0,1)$, caracteristicile mecanice realizate se vor situa între caracteristica mecanică naturală și axa ordonatelor din planul caracteristicilor mecanice. Caracteristicile mecanice obținute sînt asemănătoare caracteristicilor reostatice (fig. 5—19, *b*). Deosebirea este în faptul că în ordonată și în abscisă trebuie să se ia viteza unghiulară, respectiv cuplul electromagnetic în valori medii.

Fizic trebuie să precizăm că în prezența pulsurilor de tensiune motorul se accelerează, iar în absența lor el se decelerează (fig. 5—20). Dacă durata unui ciclu t_c este mică în raport cu constanta electromecanică de timp T_m a acționării, în regim stabilizat viteza instantanee a motorului oscilează în jurul unei valori medii $\tilde{\Omega}$. Vitezele instantanee, în situația ipotezei anterior admise, se vor abate foarte puțin de la valoarea medie, atît la începutul, cît și la sfîrșitul oricărui interval temporal activ t_a. Abaterea va fi cu atît mai redusă, cu cît perioada t_c este mult mai mică decît constanta

de timp a acționării T_m. Creșterea frecvenței impulsurilor sau majorarea constantei electromagnetice de timp T_m (ceea ce se poate realiza, de exemplu, prin majorarea momentului total axial de inerție, redus la arborele motorului) micșorează oscilațiile vitezei motorului.

În schema din figura 5—21, *a*, motorul este alimentat continuu, dar curentul prin indus variază, prin introducerea sau scoaterea rezistenței R_s. În intervalul temporal t_a, cînd este închis contactul *c*, motorul se accelerează iar în intervalul t_p viteza motorului scade (contactul *c* deschis). Pentru o durată relativă a impulsului $\varepsilon = 1$, rezistorul R_s este în permanență scurtcircuitat și motorul funcționează pe caracteristica sa mecanică naturală. Pentru $\varepsilon = 0$ rezistența R_s este permanent menținută în circuitul rotorului și se obține funcționarea motorului pe caracteristica mecanică reostatică corespunzătoare rezistenței rezistorului R_s. Caracteristicile mecanice obținute sînt deci limitate, pentru diferite valori ale lui ε, de caracteristica mecanică naturală și de caracteristica mecanică reostatică, corespunzătoare rezistenței ce s-ar menține continuu în circuitul rotoric (fig. 5—21, *b*).

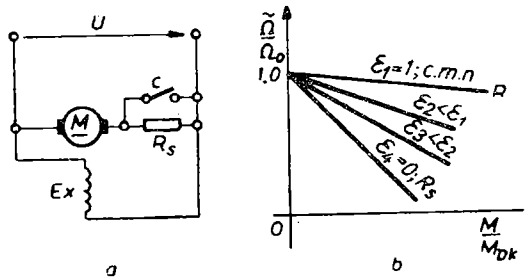


Fig. 5—21. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor, prin schimbarea valorii curentului prin indus:
a — schema de principiu; *b* — caracteristici mecanice.

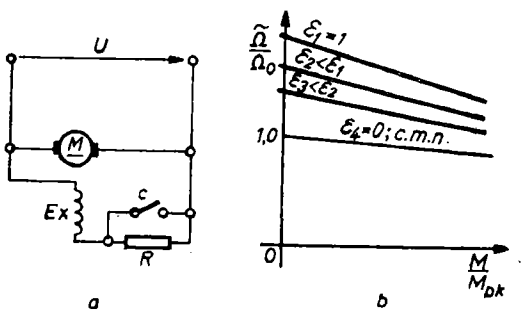


Fig. 5—22. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor, prin modificarea periodică de scurtă durată a fluxului magnetic inductor:
a — schema de principiu; *b* — caracteristici mecanice.

Dacă motorul s-ar conecta conform schemei din figura 5—22, *a*, reglarea vitezei are loc prin variația periodică a fluxului de excitație. În acest caz motorul se accelerează în intervalul t_a (contactul *c* deschis) și își reduce viteza în intervalul t_p (contactul *c* închis). Familia de caracteristici mecanice ce se obțin este situată între caracteristica mecanică naturală ($\varepsilon = 0$) și caracteristica artificială de flux corespunzătoare fluxului magnetic produs de curentul de excitație limitat de rezistența R_e ($\varepsilon = 1$). Reglarea de viteză este de asemenea crescătoare, asemenea reglării obținute prin modificarea fluxului inductor (fig. 5—22, *b*).

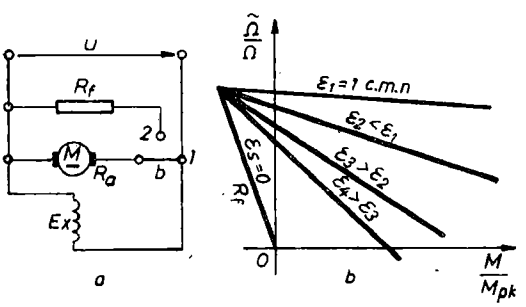


Fig. 5—23. Reglarea vitezei prin metoda impulsurilor, prin schimbarea periodică de scurtă durată a regimului de funcționare:
a — schema de principiu; *b* — caracteristici mecanice.

Utilizarea unui inversor permite treceri succesive din regimul de motor la cel de frînare dinamică (fig. 5—23, *a*). În intervalul t_a, corespunzător poziției *1* a inversorului, mașina funcționează ca motor, iar în intervalul ulterior t_p, corespunzător poziției *2*, funcționează în regim de frînare dinamică și viteza sa scade. Caracteristicile mecanice sînt cuprinse între caracteristica mecanică naturală ($\varepsilon=1$) și caracteristica mecanică de frînare dinamică ($\varepsilon=0$), care corespunde rezistenței de frînare R_f (fig. 5—23, *b*). Caracteristicile mecanice obținute sînt asemănătoare cu cele obținute prin șuntarea rotorului în cazul R_d=const., R_s=variabil.

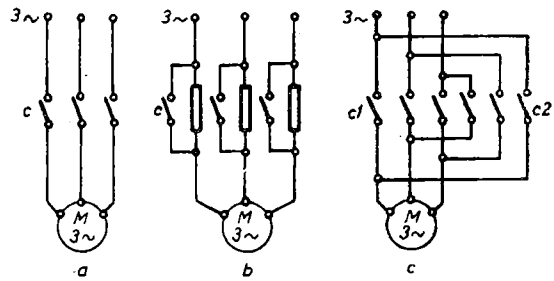


Fig. 5—24. Scheme de reglare prin impulsuri a vitezei motoarelor asincrone trifazate în scurtcircuit.

Cîteva din cele mai uzuale scheme de reglare prin impulsuri a vitezei motorului asincron trifazat în scurtcircuit, prin metoda impulsurilor, sînt reprezentate în figura 5—24, în care nu s-au desenat circuitele de comandă ale contactoarelor. Utilizarea schemelor 5—24, *a* și *b*, conduce la o reglare în limite largi numai pentru cupluri de sarcină apropiate de cele nominale, la arborele motorului. Folosirea schemei 5—24, *c*, permite reglarea vitezei și la sarcini mici. Corespunzător schemelor *a*, *b*, *c* (fig. 5—24), caracteristicile mecanice obținute, pentru diferite durate relative ε ale impulsurilor, sînt trasate în figura 5—25.

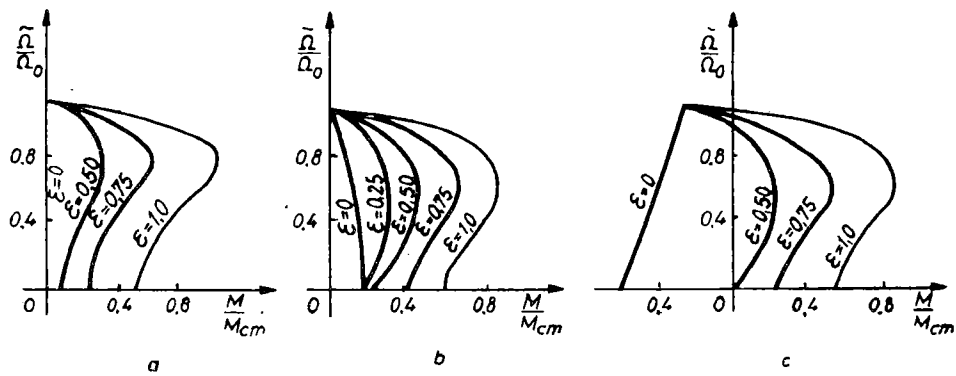


Fig. 5—25. Caracteristici mecanice ale motoarelor asincrone trifazate la reglarea vitezei de rotație prin impulsuri, corespunzătoare schemelor din figura 5—24.

Experimental s-a pus în evidență o încălzire pronunțată a motorului pentru valorile mici ale lui ε, ceea ce se explică prin conținutul mare în armonice superioare din componența curenților de alimentare. Din această cauză, cît și a caracterului oscilant al vitezei de rotație, aplicarea acestui procedeu de reglare a vitezei motoarelor asincrone în scurtcircuit este limitată. Ea are o aplicabilitate mai mare la motoarele asincrone cu inele, la care se folosește un reostat trifazat în circuitul rotoric. Metoda se aplică la acționarea mecanismelor cu moment mare de inerție, în care caz frecvența conectărilor și amplitudinea oscilațiilor sînt destul de mici.

În ceea ce privește aparatajul de comandă, folosirea numai a unor contactoare sau a unor contacte mecanice comandate cu motoraşe sincrone nu ar fi permis o răspîndire mai largă a metodei impulsurilor, avînd în vedere inerția mecanică și fiabilitatea scăzută ce s-ar fi obținut. Utilizarea elementelor de comutație statică de tip tiristor au permis construirea de variatoare statice de tensiune în diferite variante, care permit funcționarea motoarelor în diferite cadrane, ca și o fiabilitate relativ ridicată.

CAPITOLUL VI

6. ACȚIONĂRI ELECTRICE REGLABILE CU TENSIUNE DE ALIMENTARE VARIABILĂ

6.1. GENERALITĂȚI

Alimentarea motoarelor de acționare cu tensiune constantă (continuă sau efectivă) nu permite obținerea unor domenii mari de modificare economică a turației. Electronica de putere realizează acest deziderat, punînd la dispoziția acționărilor electrice o mare diversitate de scheme de modificare continuă, fără pierderi a tensiunii de alimentare.

În *cazul sistemelor de acționare cu motoare asincrone* se folosesc, pentru reglarea vitezei de rotație:

— mutatoare directe de frecvență (cicloconvertoare);

— mutatoare indirecte de frecvență (cu circuit intermediar de curent continuu);

— variatoare statice de tensiune alternativă;

— cascade asincrone, recuperative și nerecuperative.

La *sistemele de acționare cu motoare de curent continuu;* în marea lor majoritate cu excitație independentă, se folosesc diferite soluții pentru realizarea surselor de tensiune continuă modificabilă în anumite limite extreme;

— redresoare, comandate și semicomandate, cu tiristoare;

— variatoare statice de tensiune continuă (choppere). Ambele aceste tipuri de surse pot fi unidirecționale sau bidirecționale, care permit realizarea unor acționări ne-eversibile, respectiv cu ambele sensuri de rotație, în unul pînă la patru cadrane.

Ca surse de tensiune continuă modificabilă se mai folosesc:

— generator de curent continuu antrenat la o viteză de rotație cuasiconstantă de un motor primar (asincron, sincron, Diesel). În principiu acesta este sistemul clasic generator-motor (Ward-Leonard), cunoscut de peste șapte decenii și folosit încă și astăzi. Reglarea tensiunii se face în circuitul de excitație al generatorului;

— alimentarea prin amplificator magnetic din rețeaua de curent alternativ, realizîndu-se și redresarea necesară. Comandînd înfășurarea de polarizare se realizează modificarea tensiunii. Această ultimă soluție este însă din ce în ce mai rar utilizată, datorită consumului exagerat de cupru și fier deși se lucrează fără contacte mecanice mobile.

În tot ce se va expune în continuare se va presupune că ventilele electrice sînt realizate efectiv cu diode semiconductoare și cu tiristoare. Ventilele electrice de alte tipuri (de exemplu mecanice, tiratroane, ignitroane) sînt

socotite actualmente ca depășite, deși ignitroanele au avantajul că pot suporta suprasarcini mari, iar tensiunile de lucru peste 1 kV nu pun probleme constructive insurmontabile.

Se reamintesc pe scurt principalele noțiuni referitoare la funcționarea semiconductoarelor de putere (diode și tiristoare) a căror structură, reprezentare convențională și caracteristică voltampermetrică sînt date în figura 6—1.

Dioda de siliciu este un ventil alcătuit din două straturi semiconductoare, unul de tip *p* (la care conductivitatea electrică se asigură prin deplasarea „golurilor" de electroni) și unul de tip *n* (la care conductivitatea este dată de deplasarea electronilor). Trecerea curentului prin

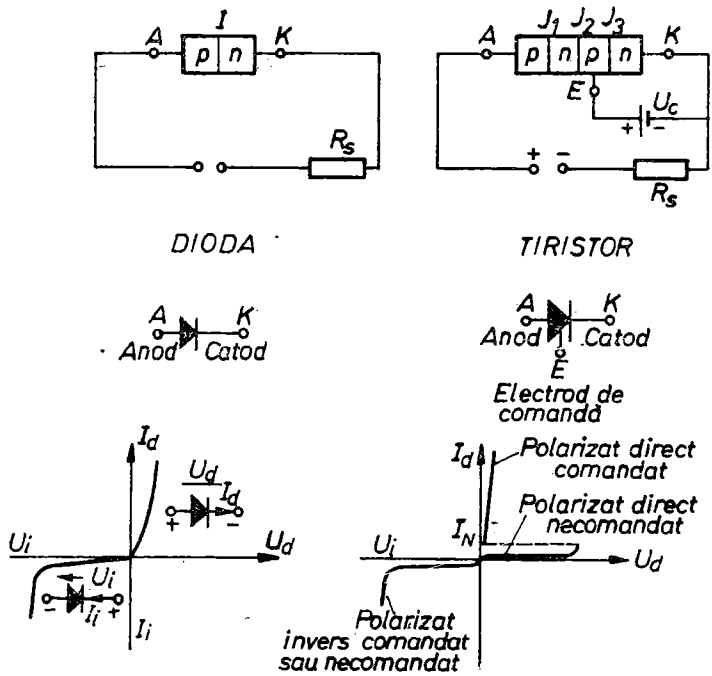


Fig. 6—1. Structura, simbolul și caracteristica voltampermetrică a diodei de siliciu și a tiristorului.

joncțiunea *J* a acestor straturi este posibilă numai dacă dioda este polarizată direct, adică cu plus la anod și cu minus la catod; în caz contrar zona joncțiunii rămîne fără purtători de sarcină, electronii din stratul *n* se îngrămădesc la catod (+), iar golurile la anod (—). Diodele de putere permit trecerea în sens direct a unor curenți de mii de amperi, căderea de tensiune pe ventil fiind de numai 1 . . . 2 V. La polarizarea inversă, prin diodă trec curenți de ordinul zecilor de miliamperi, tensiunile inverse ce pot fi suportate fără să se străpungă, ating, la unele tipuri 2 000 V și mai mult.

Tiristorul este un ventil format din patru straturi semiconductoare (fig. 6—1) între care există trei joncțiuni. Tiristorul este redresor, adică la polarizarea inversă nu permite trecerea curentului (joncțiunile J_1 și J_3 rămîn fără purtători). Și la polarizarea directă, joncțiunea J_2 rămîne fără purtători, așa încît în lipsa unui semnal de comandă, tiristorul rămîne blocat. Dacă se aplică electrodului de comandă o tensiune pozitivă față de catod, curentul de comandă prin joncțiunea J_3 provoacă deblocarea joncțiunii J_2 și tiristorul rămîne în conducție, chiar după dispariția semnalului de comandă. Blocarea tiristorului nu se poate face decît prin scăderea curentului sub valoarea *curentului de menținere* I_H. Trebuie reținut faptul că la tiristor, ca și la tuburile cu gaz (tiratron) electrodul de comandă are doar rolul de amorsare, de deblocare, după intrarea în conducție a ventilului, curentul de comandă nu mai poate influența curentul de sarcină prin tiristor, spre deosebire de tranzistor și de lămpile electronice (trioda), la care curentul anodic poate fi modificat prin intermediul curentului de bază

sau a tensiunii aplicate grilei de comandă. Pentru prevenirea încălzirii electrodului de comandă tiristorul se comandă de regulă cu impulsuri, iar pentru împiedicarea schimbării sensului curentului în circuitul de comandă, se folosesc diode de putere mică. În prezent tiristoarele se fabrică pentru curenți direcți de sute de amperi și tensiuni inverse de 1 000 . . . 2 000 V, curenții de comandă fiind de ordinul zecilor de miliamperi, tensiunea de comandă de ordinul voltilor. Pentru curenți mai mari, tiristoarele și diodele se pot conecta în paralel, iar dacă tensiunile inverse sînt mai mari, acestea se pot lega în serie.

6.2. ACȚIONĂRI CU MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE

6.2.1. Reglarea vitezei prin tensiunea de alimentare

Printre metodele de comandă a turației motorului asincron trifazat se numără reglarea prin modificarea tensiunii efective la bornele înfășurării statorice, la frecvență constantă. Reglarea vitezei se face cu pierderi, deoarece în motor apar pierderi suplimentare, iar la motorul cu rotor bobinat și în reostatul suplimentar introdus în circuitul rotoric. Deși modificarea tensiunii statorice se poate realiza și cu ajutorul unor înfășurări de lucru ale unor amplificatoare magnetice trifazate, acestea nu se mai întîlnesc decît foarte rar. În prezent se utilizează variatoare statice de tensiune alternativă cu tiristoare, sub forma unor contactoare statice, obținîndu-se importante avantaje ca: greutate și gabarit redus, randament bun, putere de comandă mică, funcționare practic neinerțială.

În figura 6—2 sînt prezentate variatoare statice trifazate, care permit comanda simetrică în tensiune efectivă subnominală a motoarelor asincrone trifazate; acestea sînt cu rotorul bobinat, pentru limitarea curenților. Modi-

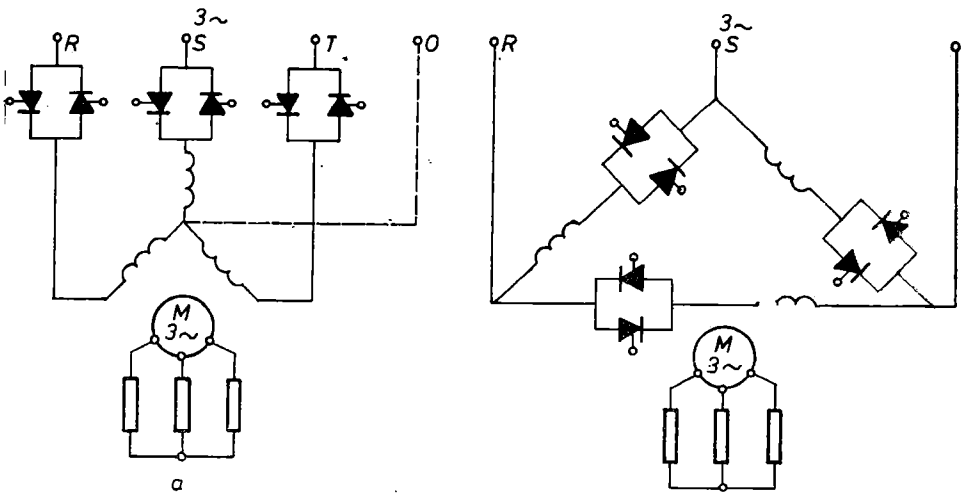


Fig. 6—2. Variatoare statice trifazate:
a — înfășurarea statorică în stea cu nulul izolat și cu nulul accesibil; *b* — înfășurarea statorică în triunghi.

ficarea tensiunii efective pe fază are loc prin variația unghiului de comandă al tiristoarelor. Apar armonici în componența curenților și tensiunilor statorice, a căror determinare cantitativă — mai ales în sarcină — este greu de executat. Armonicile superioare produc în motor pierderi Joule și de magnetizare majorate, cît și cupluri pendulatorii.

Schemele din figura 6—2 cuprind cîte trei grupe de cîte două tiristoare montate paralel în opoziție (contactor static de curent alternativ); în fiecare grup unul din tiristoare ar putea fi înlocuit de o diodă semiconductoare. Tensiunile pe fază se aplică prin intermediul acestor contactoare, forma de undă a fiecărei faze fiind dependentă de starea tiristoarelor fiecărei grupe. Caracteristica schemelor discutate este prezența armonicilor de ordinul 3,5 și 7, ceea ce constituie un inconvenient prin scăderea randamentului global al sistemului de acționare. Analiza raportului dintre valoarea efectivă a curentului față de valoarea efectivă a fundamentalei arată că în cel mai favorabil caz, la un unghi de comandă apropiat de 150°, valoarea efectivă a curentului crește cu circa 25% față de armonica sa fundamentală.

Pierderile prin magnetizare—demagnetizare și prin curenți turbionari nu prezintă practic interes, deoarece scăderea tensiunii efective duce la micșorarea pierderilor datorită fundamentalei și deci pierderile suplimentare datorită armonicilor superioare ale tensiunii se compensează aproximativ datorită scăderii amplitudinii fluxului magnetic.

Cuplurile pendulatorii sînt mai mari la unghiuri de comandă mari, ceea ce înseamnă că ele pot deranja rotirea uniformă a sistemului de acționare, mai ales la turații joase.

Pentru a înțelege funcționarea variatorului static de tensiune alternativă folosit în stator, vom examina mai întîi comportarea unui contactor static monofazat (fig. 6—3, *a*), cu o sarcină pur ohmică, la care întîlnim cea mai simplă comportare. Formele de undă ale tensiunii și curentului sînt cele din figura 6—3, *b* dependente de unghiul de comandă α. Caracteristica de comandă $U_{fs}/U_{fN}=f(\alpha)$ este vizibilă în figura 6—5.

Fiecare contactor monofazat este deschis, atît timp cît tiristoarelor nu le este aplicat un semnal de comandă. Dacă tiristoarele sînt parcurse permanent de un curent de comandă, ansamblul se comportă ca un întreruptor închis.

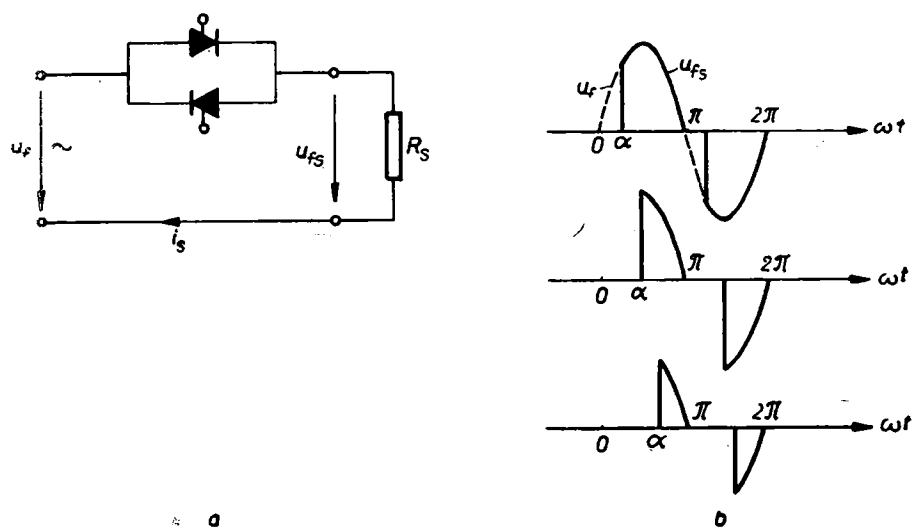


Fig. 6—3. Comanda monofazată a tensiunii cu un contactor static de curent alternativ și sarcină pur activă:

a — schema; *b* — forme de undă a tensiunii pe sarcină la diferite unghiuri α de comandă.

În situația unei sarcini pur inductive (fig. 6—4, *a*), lucrurile stau altfel. Fiecare tiristor conduce și după trecerea prin zero a tensiunii alternative la bornele sarcinii u_{fs}; numai după ce curentul printr-un tiristor s-a anulat, se poate influența tensiunea prin ventilul celălalt, al doilea tiristor legat paralel în opoziție cu primul. De aceea, la sarcină pur inductivă, tensiunea instantanee pe aceasta decurge ca în figura 6—4, *b*, curentul instantaneu prin sarcină fiind trasat, pentru diferite unghiuri α de comandă, în figura 6—4, *c*.

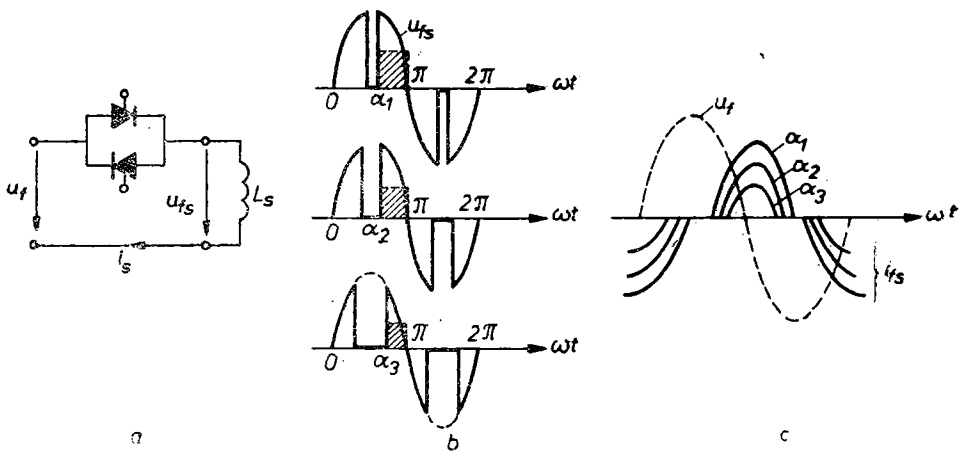


Fig. 6—4. Comanda monofazată a tensiunii cu un contactor static de curent alternativ și sarcină pur inductivă:

a — schema; *b* — forme de undă a tensiunii pe sarcină u_{fs} la diferite unghiuri α de comandă; *c* — formele de undă a curentului i_{fs} prin sarcina pur inductivă ($\alpha_1 = 105°$; $\alpha_2 = 120°$; $\alpha = 140°$).

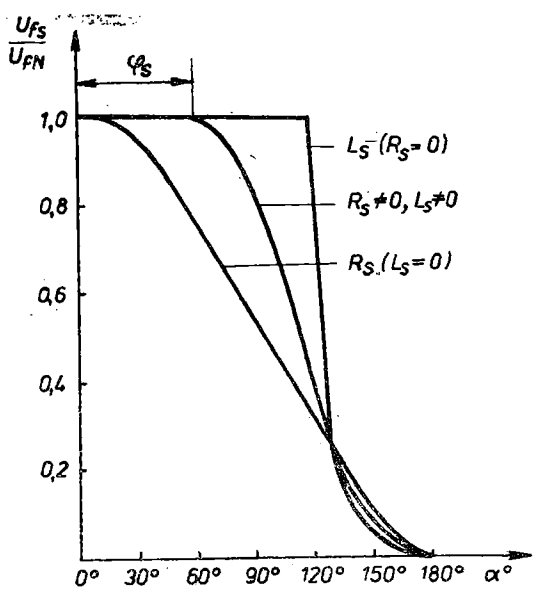


Fig. 6—5. Caracteristicile de comandă ale contactorului static ($\varphi_s = \text{arctg}\,\omega L_s/R_s$)).

Conform caracteristicii de comandă din figura 6—5 în situația sarcinii pur inductive L_s ($R_s = 0$), unghiurile de comandă $\alpha < 90°$ nu au nici o influență asupra tensiunii efective pe sarcină, deoarece în acest domeniu mai conduce tiristorul paralel în opoziție.

În situația unei sarcini inductive ($R_s \neq 0$, $L_s \neq 0$), cu unghiul de defazaj $\varphi_s = \text{arctg}\,\omega \frac{L_s}{R_s}$, influențarea tensiunii efective pe sarcină este posibilă numai pentru un unghi de comandă $\alpha > \varphi_s$. Unghiul φ_s variază la motorul asincron între aproape 90° (la funcționarea în sincronism) și aproape 0 (la sarcina nominală), deci în limite largi. Există de aceea posibilitatea ca în momentul trecerii

în conducție a unui ventil tensiunea pe acesta să fie nulă, încît să nu urmeze o absorbție de curent. Mai rezultă că în locul impulsului de aprindere tiristoarele trebuie supuse unui impuls rectangular de aprindere de durată unghiulară $180°-\alpha$ (indicat în figura 6—4, *b* prin haşurare). Din figura 6—4, *c* iese în evidență că la sarcină pur inductivă curentul variază după porțiuni de sinusoidă de bază 2α.

Principiul de comandă prezentat se poate uşor extinde şi pentru receptoarele polifazate, în particular trifazate. Circuitul trifazat cu punctul neutru legat la rețea (fig. 6—2, *a*) este avantajos sub aspectul solicitării tiristoarelor la tensiune inversă, dar încarcă conductorul neutru şi fazele motorului cu o armonică a 3—a importantă a curentului. Armonica a 3—a există şi în fazele motorului legate în triunghi (fig. 6—2, *b*). În cazul schemei din figura 6—2, *a* fără punct neutru legat la rețea, armonica a 3-a a curentului dispare si înlocuind cîte unul din tiristoare din fiecare contactor cu o diodă redresoare vor fi necesare numai 3 tiristoare. Curentul din stator parcurge întotdeauna două ventile, din care unul este un tiristor. Cu această schemă motorul funcționează într-un singur cadran; cu o sarcină de natură potențială, el poate funcționa şi în cadranul al patrulea.

Pentru a obține funcționarea mașinii asincrone trifazate în regim de motor în ambele sensuri de rotație (cadranele 1 şi 3 din planul caracteristicilor mecanice), trebuie să existe posibilitatea schimbării succesiunii fazelor, ceea ce s-ar putea realiza cu ajutorul unor contactoare electromagnetice prin intervertirea a două faze statorice. Totuşi, dacă sistemul de acționare va funcționa în jurul unei turații foarte mici cu un cuplu static rezistent redus, cuplul electromagnetic rezultant poate deveni pendular, schimbînd de sens. De aceea se recomandă schimbarea succesiunii fazelor pe cale electronică, ca în figura 6—6. După sensul de rotație dorit se trec în conducție contactoarele *1, 3,* respectiv *1', 3'*, simultan cu grupa 2. Grupa opusă trebuie trecută în conducție de obicei după ce nu mai trece curent prin grupa aflată în funcțiune.

Se remarcă necesitatea ca toate contactoarele să fie formate din tiristoare, ceea ce complică şi scumpeşte funcționarea mașinii asincrone în toate cele patru cadrane. La acționările de mică putere se pot folosi şi montaje simetrice pentru comanda simultană a două—trei mașini asincrone, în scopul simplificării montajului. Se recomandă ca rezistența rotorică să fie variată în două trepte, în funcție de turație. Motoarele asincrone în scurtcircuit nu vor fi folosite decît în servicii intermitente ori de scurtă durată.

Caracteristicile mecanice se pot calcula analitic destul de greu, neintrîndu-se aici în detalii. Se poate arăta că pentru un unghi de comandă α oarecare, cuplul electromagnetic este

$$m(s,\ \alpha)=K(s,\ \alpha)\ m(s), \tag{6—1}$$

unde $m(s)$ este caracteristica mecanică naturală a motorului asincron, iar $K(s, \alpha)$ un factor de corecție care depinde atît de α, cît şi de alunecarea s:

$$K(s,\alpha)=1+\frac{1}{\pi}\sin^2\frac{\alpha}{2}\frac{s}{s_{cm}(1+s)}\exp\left[\frac{s_{cm}}{s}(1+s)\alpha\right]\left\{1-\exp\left[-4\pi\frac{s_{cm}}{s}(1+s)\right]\right\}-$$
$$-\frac{1}{\pi}\sin\frac{\alpha}{2}\frac{\sqrt{3}\,ss_{cm}(1+s)+s^2}{s_{cm}^2(1+s)^2+s^2}\exp\left[\frac{s_{cm}}{s}(1+s)\frac{\alpha}{2}\right]\cdot\left[\left\{1-\exp\left[-2\pi\frac{s_c}{s}(1+s)\right]\right\}\right]. \tag{6—2}$$

Cuplul $m(s)$ se poate calcula cu relația cunoscută a lui Kloss:

$$m(s)=\frac{2M_{cm}}{\frac{s}{s_{cm}}+\frac{s_{cm}}{s}}. \tag{6—3}$$

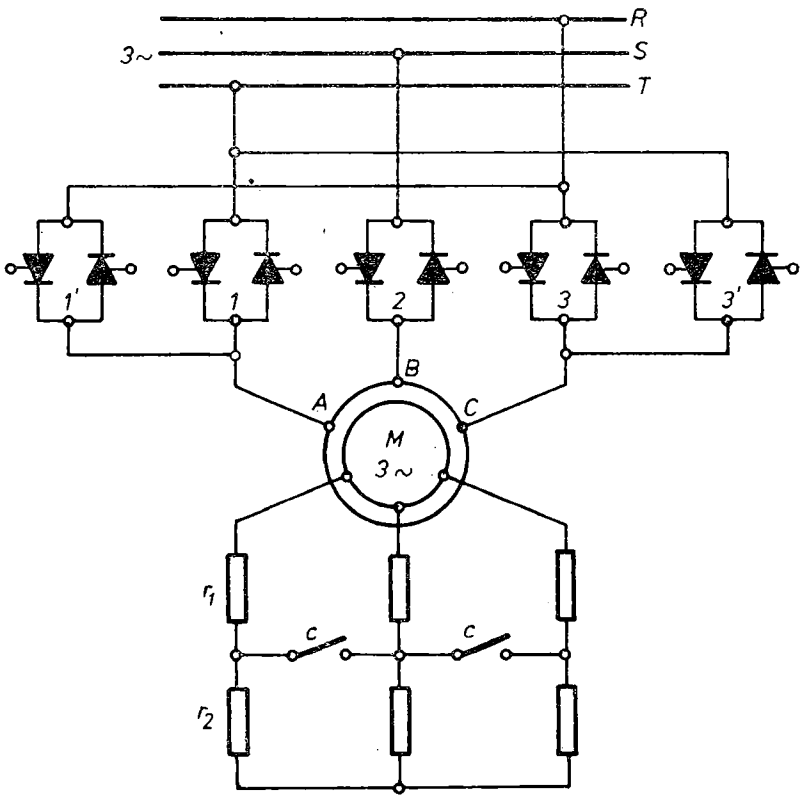


Fig. 6—6. Motor asincron trifazat cu rotorul bobinat comandat cu variator static trifazat bidirecțional.

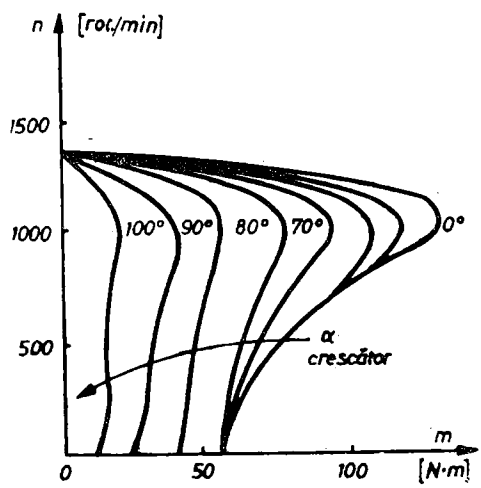


Fig. 6—7. Caracteristici mecanice obținute la motorul asincron cu un variator static de tensiune alternativă.

În figura 6—7 s-au reprezentat caracteristicile mecanice ale unui motor avînd $P_N = 10$ kW și $n_N = 1\,450$ rot/min [20], pentru diferite unghiuri de comandă α, observîndu-se asemănarea lor cu caracteristicile artificiale de tensiune pentru un montaj unidirecțional.

Dimensionarea variatorului de tensiune alternativă pleacă de la tensiunea inversă maxim admisibilă și de la curentul nominal al ventilelor. Calculul este complicat de marele număr al mărimilor reciproc influențabile. Se are în vedere cuplul maxim ce trebuie dezvoltat și domeniul prevăzut de variație a vitezei, respectiv curentul maxim statoric. Se recomandă să se aibă în vedere caracteristicile mecanice artificiale realizate.

Dacă curentul maxim admisibil prin motor este limitat printr-o reglare auto-

mată, independent de turație, rezultă un cuplu descrescător cu scăderea turației. Dacă se pretinde un cuplu constant în întregul domeniu de variație a turației, contactorul trebuie dimensionat pentru un curent mai mare.

Cuplul electromagnetic al motorului variind mereu între zero și un multiplu al cuplului nominal, sistemul de acționare este supus unei solicitări mecanice mari, de aceea este necesar să nu existe transmisii sau cuplaje mecanice.

Precizăm că reglarea vitezei prin modificarea tensiunilor statorice efective de alimentare pe fază se poate realiza și cu un autotransformator trifazat reglabil (fig. 6—8). Caracteristicile mecanice obținute sînt cele artificiale de tensiune, studiate în capitolul 3. În circuitul rotoric se introduc rezistoare pentru a prelua o parte din căldura degajată aici. Dezavantajul caracteristicilor mecanice artificiale de tensiune este similar cu ale celor din figura 6—7: rigidități tot mai mici pentru tensiuni tot mai reduse (în figura 6—7 pentru unghiuri de comandă tot mai mari). Reglarea vitezei de rotație prin modificarea tensiunii efective statorice are loc în limite restrînse, cuplurile critice descrescînd cu pătratul reducerii tensiunii. Valoarea tensiunii de fază în stator pentru care cuplul critic egalează cuplul nominal este

$$U_1 = \frac{U_{1N}}{\sqrt{\lambda}} \qquad (6-4)$$

(relație care se obține ținînd seama că $\lambda = M_{cm}/M_N$ și că M_{cm} este proporțional cu U_{1N}^2, iar M_N cu U_1^2); sub această valoare a tensiunii nu se poate realiza o funcționare stabilă la cuplul constant de sarcină, egal cu cel nominal.

Sensul reglării este descrescător, iar finețea sa este mare, dacă autotransformatorul este cu reglare continuă a tensiunii.

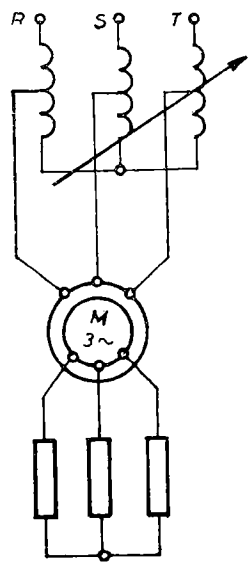


Fig. 6—8. Alimentarea motorului asincron trifazat de la un autotransformator trifazat.

6.2.2. Reglarea vitezei prin mutatoare directe de frecvență (cicloconvertoare)

Un convertor direct de frecvență (cicloconvertor sau mutator fără circuit intermediar de curent continuu) transformă nemijlocit energia de curent alternativ cu anumiți parametri în același fel de energie, avînd însă alți parametri. În particular, un cicloconvertor permite ca dintr-o rețea monofazată ori trifazată de frecvență f_1 și anumită tensiune de fază U_1 să se obțină la ieșirea sa o altă frecvență $f_2 < f_1$ și de altă tensiune de fază U_2, monofazată sau trifazată. Dintr-o rețea obișnuită de 50 Hz se poate obține o frecvență reglabilă între 0 ... 20 Hz, ceea ce face ca cicloconvertoarele să fie utilizate la alimentarea mașinilor polifazate cu viteze de sincronism scăzute.

În principiu un cicloconvertor care furnizează la ieșire o tensiune alternativă monofazată de altă frecvență constă din două redresoare comandate, conectate paralel în opoziție (avînd deci tensiunile de ieșire de polaritate opusă), ca în figura 6—9. În acest caz concret, rețeaua de alimentare este trifazată, iar sarcina monofazată (cu parametrii L_s, R_s). Redresoarele comandate pot

fi cu schemă cu punct median (fig. 6—9, *a*) şi cu schemă în punte (fig. (6—9, *b*). Prin intermediul bobinelor de reactanţă cu rol de limitare k_1, k_2, redresoarele p_1, p_2 aplică la bornele sarcinii A si B tensiunea „continuă", mai corect spus redresată. Forma tensiunii la bornele sarcinii depinde de programul de comandă a celor două grupuri redresoare, realizate cu tiristoare. Frecvenţa tensiunii u_2 de la bornele sarcinii poate fi modificată în trepte prin variaţia numărului de alternanţe ale tensiunilor de alimentare care participă la formarea tensiunii u_2. În cazul unei sarcini pur active ($L_s=0$, $R_s\neq 0$), u_2 ar avea graficul temporal din figura 6—10 trasat cu linie îngroşată, dacă nu ar exista nici bobinele de limitare k_1, k_2, k_1', k_2'. Se vede că u_2 este asemănătoare ca grafic cu un trapez, de unde şi denumirea de *comandă trapez*. Unghiul de comandă al mutatoarelor p_1 şi p_2 variază între valorile extreme $\alpha=0°$ şi $\alpha=180°$.

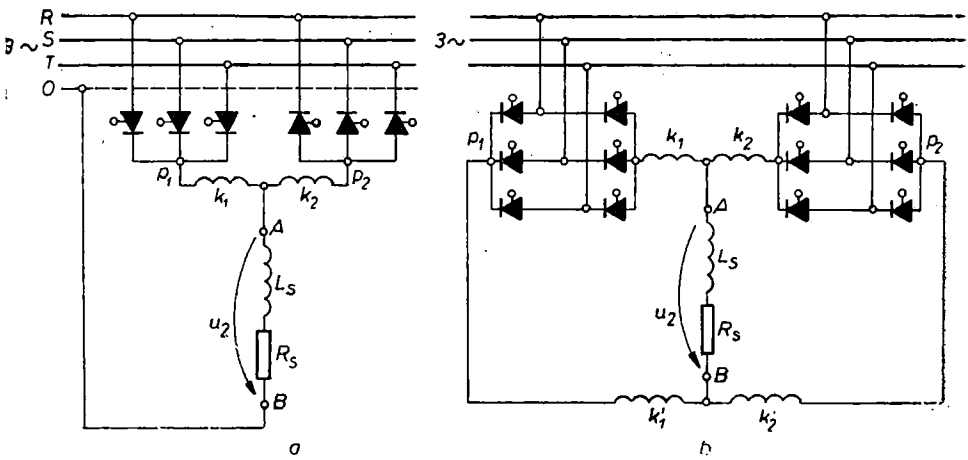


Fig. 6—9. Cicloconvertor cu alimentare trifazată şi ieşire monofazată:

a — cu redresoare în montaj cu punct median; *b* — cu redresoare în punte; p_1, p_2 — redresoare; k_1, k_2, k_1', k_2' — bobine de reactanţă; A, B — bornele sarcinii monofazate; L_s, R_s — inductanţa, respectiv rezistenţa sarcinii; u_2 — tensiunea instantanee de ieşire.

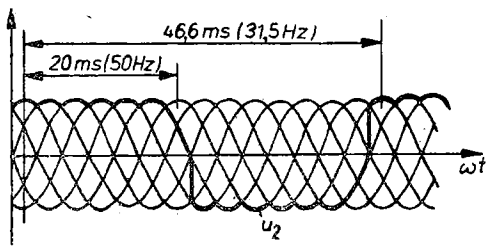


Fig. 6—10. Forma de undă a unui cicloconvertor cu comandă trapez (sarcină pur rezistivă).

Cicloconvertorul cu comandă trapez are dezavantajul unei frecvenţe de ieşire variabilă în trepte (în figura 6—10 din frecvenţa de 50 Hz se obţine frecvenţa 31,5 Hz); pe de altă parte, abundenţa în armonici superioare în tensiunea de ieşire u_2 conduce la cupluri electromagnetice pendulare în maşina asincronă, deci la o funcţionare sacadată. Pentru o sarcină inductivă trifazată, ca aceea formată de un motor asincron trifazat, trebuie cel puţin 18 tiristoare (dacă se foloseşte de trei ori schema cu cîte 3 pulsuri de comandă, din figura 6—9, *a*, sau cel puţin 36 tiristoare (pentru repetarea schemei din figura 6—9, *b*, cu 6 pulsuri de tensiune, pentru fiecare fază). La o asemenea sarcină mutatoarele p_1 şi p_2 de pe fiecare fază trebuie permanent comandate, unul din ele fiind în regim redresor, iar celălalt de invertor şi invers, deoarece

curentul mai trece în același sens prin fiecare mutator și după trecerea prin zero a tensiunii. Curenții de circulație ce apar din cauza diferitelor tensiuni instantanee ale tensiunilor din cele două mutatoare se limitează cu bobine de reactanță.

Pentru evitarea inconvenientelor legate de o ondulație prea mare, se urmărește o formă cît mai apropiată de o sinusoidă a curentului prin fiecare fază a motorului trifazat asincron. Se folosesc cicloconvertoare compuse din mutatoare legate în cruce sau paralel în opoziție (antiparalel), la care unghiurile de comandă ale tiristoarelor variază periodic cu o frecvență f_2 mai scăzută decît frecvența f_1 a rețelei de alimentare a cicloconvertoarelor.

Să presupunem că se dorește obținerea unei frecvențe de ieșire $f_2=\frac{f_1}{4}$ (dacă $f_1=50$ Hz, $f_2=12{,}5$ Hz); pentru aceasta unghiurile de comandă α_1 și α_2 ale celor două mutatoare trifazate cu 6 pulsuri p_1 și p_2 din figura 6—9, *b* (schemă cu mutatoare în punte legate paralel în opoziție) vor fi variate cu frecvența $f_2=\frac{f_1}{4}$, ca în figura 6—11, *c*. Tensiunile de ieșire ale celor două mutatoare p_1 și p_2 vor avea o fundamentală avînd fecvența $f_2=f_1/4$, cu formele de undă indicate în figura 6—11, *a* și *b*. Intrucît unul din cele două mutatoare funcționează în regim de invertor, în orice moment considerat, cicloconvertorul lucrează în patru cadrane. Timpul scurt de comutație nu mai joacă nici un rol față de durata unei perioade.

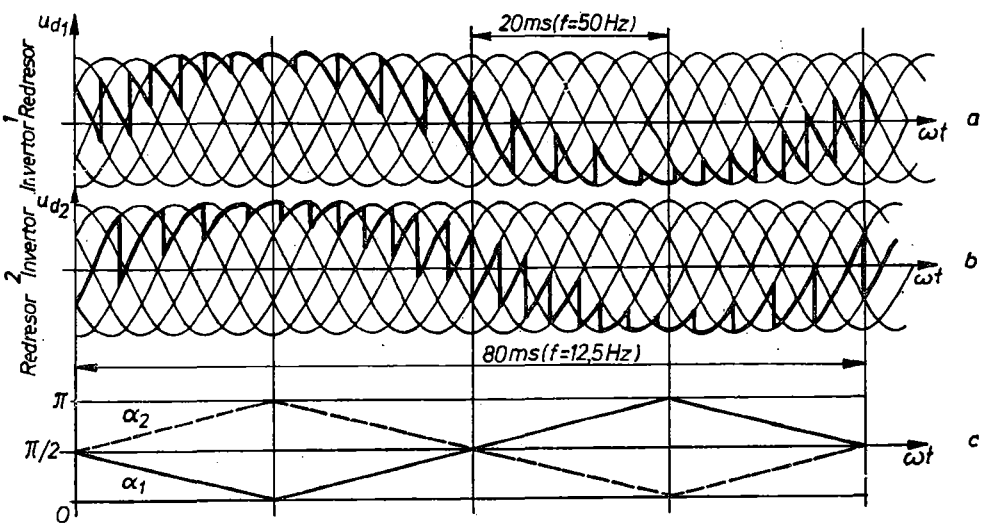


Fig. 6—11. Cicloconvertor compus din două mutatoare conectate paralel în opoziție (schema din fig. 6—9, *b*):

a — tensiunea de ieșire u_{d1} a mutatorului p_1; *b* — tensiunea de ieșire u_{d2} a mutatorului p_2; *c* — variația de timp a unghiurilor de comandă α_1 și α_2 în funcție de unghi, a mutatoarelor p_1, respectiv p_2.

Se poate constata că prin comanda mutatorului dublu ce constituie cicloconvertorul se obține o tensiune u_2 alternativă de frecvență, amplitudine și formă dată, dacă tensiunea de referință este alternativă și avînd aceeași formă (sinusoidală, trapezoidală etc.).

Cicloconvertorul absoarbe puterea reactivă necesară din rețeaua de frecvență $f_1 > f_2$. El acoperă și puterea reactivă de orice semn, necesară consumatorului, ceea ce constituie o caracteristică a schimbătorului direct de frecvență (cicloconvertorului).

Comanda cicloconvertorului se face de obicei utilizînd un regulator de curent, valoarea impusă a curentului de sarcină fiind furnizată de o tensiune care aproximează o sinusoidă. Din practică rezultă că dacă se folosește un cicloconvertor cu mutatoare trifazate, frecvența maximă de lucru este circa 40% din frecvența rețelei.

Ventilele convertorului direct de frecvență nu sînt încărcate la fel în orice regim. Utilizarea lor este cea mai defavorabilă dacă frecvența de ieșire f_2 este foarte apropiată de zero într-un serviciu S_1, deoarece în această situație un mutator conduce mereu practic tot curentul, pe cînd celălalt este neîncărcat.

Folosirea convertoarelor directe destinate comenzii motoarelor asincrone are avantajul obținerii convertirii directe a energiei rețelei de curent alternativ în energie de același fel, deci cu randament ridicat. Dezavantajele lor sînt însă și ele consistente, datorită numărului mare de tiristoare necesare, domeniul de frecvență redus (circa 1 : 20), factorul de putere realizat relativ scăzut și, la frecvență variabilă, dificultatea obținerii unui flux maxim constant la motorul asincron alimentat.

6.2.3. Reglarea vitezei prin convertoare indirecte de frecvență (cu circuit intermediar de curent continuu)

Reglarea cea mai economică a turației motorului asincron în scurtcircuit din punctul de vedere al pierderilor este cea prin variația frecvenței tensiunilor de alimentare statorice. Se pot atinge turații suprasincrone, iar pierderile suplimentare sînt mult reduse într-un domeniu mare de variație a vitezei de rotație. Se reamintește că la motorul asincron trifazat, la frecvențe nu prea joase, cuplul critic este invers proporțional cu pătratul frecvenței f_1 de alimentare și direct proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare pe o fază U_1,

$$M_{cm} \sim \frac{U_1^2}{f_1^2}, \tag{6—5}$$

iar alunecarea critică s_c, în aceleași condiții, invers proporțională cu frecvența f_1 de alimentare,

$$s_c \sim \frac{1}{f_1}. \tag{6—6}$$

Pentru menținerea invariabilă a capacității de suprasarcină mecanică, la diferite cupluri rezistente M_{s1} și M_{s2} se deduce

$$\frac{M_{s1}}{M_{s2}} = \frac{M_{cm1}}{M_{cm2}} = \left(\frac{U_{11}}{f_{11}}\right)^2 \left(\frac{f_{12}}{U_{12}}\right)^2. \tag{6—7}$$

De aici se deduce cum trebuie să varieze tensiunea de alimentare cînd variază turația odată cu modificarea frecvenței de alimentare, avînd în vedere și cuplul rezistent:

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = \frac{f_{11}}{f_{12}} = \frac{M_{s1}}{M_{s2}}. \tag{6—8}$$

Întrucît trebuie ca fluxul magnetic maxim pe pol să fie menținut în jurul valorii nominale (el este limitat superior de saturația fierului, iar inferior de o exploatare eficientă), rezultă necesitatea ca

$$\frac{U_1}{f_1}=\frac{U_{1N}}{f_{1N}}=\text{const}=K, \qquad (6-9)$$

care la frecvențe nu prea joase menține si cuplul critic constant.

La frecvențe joase, aproximativ sub jumătatea frecvenței nominale, ca urmare a scăderii valorii reactanțelor, rezistența înfășurării statorice nu se mai poate neglija, relația (6—5) nu mai este satisfăcută, iar legea de variație a tensiunii de alimentare cu frecvența $U_1/f_1=$const. nu mai asigură același cuplu critic. Pentru menținerea constantă a cuplului maxim trebuie stabilită o lege de variație aparte pentru fiecare tip de motor, în funcție de raportul dintre rezistența și reactanța de scăpări a acestuia. În figura 6—12 sînt reprezentate caracteristicile artificiale de frecvență cu $U_1/f_1=$const. pentru un motor de putere mică (4,8 kW). Se observă o scădere pronunțată a cuplului maxim, în special la frecvențe sub jumătatea frecvenței nominale. Cuplul maxim la acest motor poate fi menținut constant dacă tensiunea variază cu frecvența după relația [25]:

$$\frac{U_1}{U_N}=0{,}85\,\frac{f_1}{f_N}+0{,}15 \qquad (6-10)$$

relația redată grafic în figura 6—13.

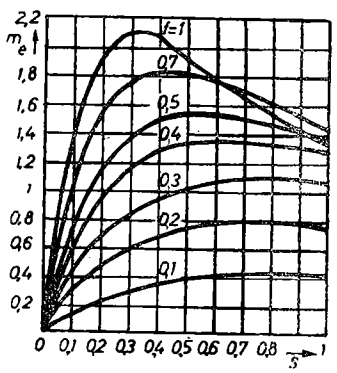


Fig. 6—12. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune și frecvență exacte, pentru $U_1/f_1=$ const.

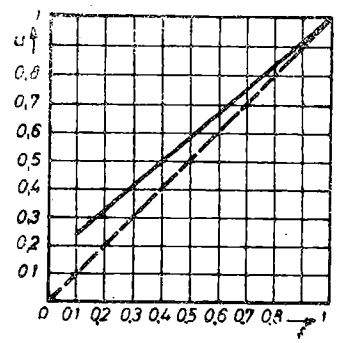


Fig. 6—13. Variația tensiunii cu frecvența pentru un motor de 4,8 kW la care cuplul maxim rămîne constant în domeniul de frecvență $f_1\in(0{,}1f_{1n}, f_{1n})$.

În figura 6—14 sînt trasate caracteristicile mecanice artificiale de frecvență ale unui motor asincron trifazat comandat cu relația (6—10) care păstrează cuplul critic constant și practic aceleași rigidități pe porțiunile ce pot fi asimilate cu segmente de dreaptă.

Din analiza caracteristicilor mecanice artificiale obținute prin modificarea concomitentă a tensiunii și frecvenței după o relație care să asigure constanța cuplului critic (deci a gradului de supraîncărcare) și a rigidității, rezultă că acestea asigură un domeniu larg de modificare a turației și că sînt competitive cu caracteristicile motorului de curent continuu.

Convertoarele indirecte de frecvență sau cu *circuit intermediar de curent continuu* sînt caracterizate de o dublă conversie a energiei electrice: prin intermediul unui mutator static în două sau patru cadrane u_1, se transformă tensiunea alternativă de frecvență constantă f_1 a rețelei într-o tensiune continuă, într-un circuit intermediar. Din acest circuit tensiunea continuă obținută se transformă prin intermediul mutatorului static u_2 într-o tensiune alternativă monofazată sau trifazată, de frecvență variabilă și de obicei de altă valoare efectivă de fază (fig. 6—15).

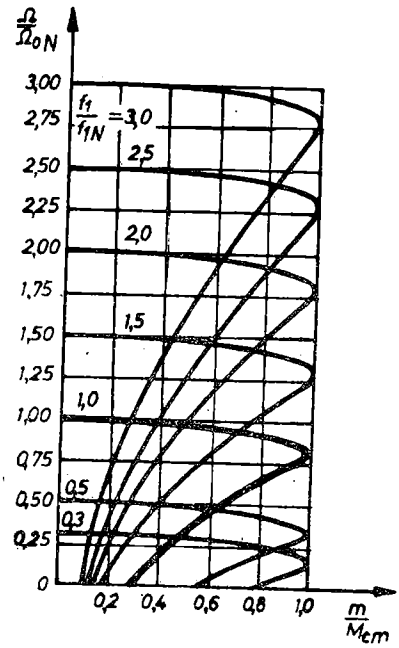


Fig. 6—14. Caracteristici mecanice artificiale de frecvență cu cuplu critic constant:

parametru — f_1/f_{1N}; alunecarea critică nominală $s_{cN}=0{,}15$.

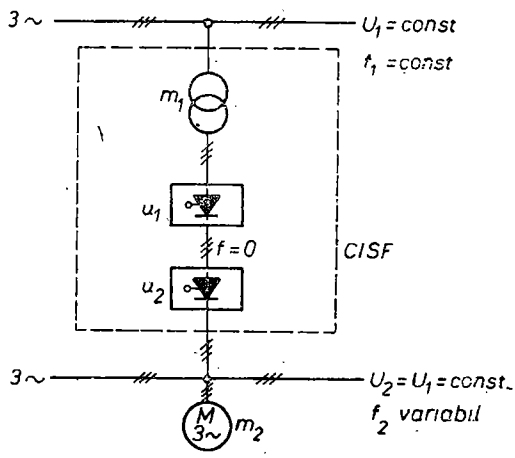


Fig. 6—15. Convertor indirect static de frecvență CISF:

m_1 — transformator trifazat; m_2 — motor asincron trifazat.

Există un mare număr de convertoare indirecte de frecvență, care pot fi clasificate în funcție de locurile de reglare a frecvenței și a tensiunii de ieșire. Dacă acestea nu coincid, convertorul de frecvență este format dintr-un mutator comandat în regim de redresor și un altul în regim de invertor, alimentat cu tensiune variabilă. În acest caz tensiunea de ieșire se variază în circuitul de redresare. Dacă reglarea tensiunii și frecvenței se face în același loc, la invertor, acesta va fi alimentat cu o tensiune continuă constantă; mutatorul u_1 este un redresor necomandat, iar mutatorul u_2 un invertor.

În figura 6—16 se prezintă cele două categorii de convertoare indirecte de frecvență, cu mutatoarele u_1 în trei variante A, B, C și u_2 în două variante folosite. Pentru realizarea frînării recuperative sau suprasincrone, mutatorul u_1 trebuie să fie un redresor comandat în patru cadrane.

Convertoarele statice indirecte cu tensiune continuă modificabilă în circuitul intermediar au diferite grafice ale tensiunii de ieșire, în funcție de clasi-

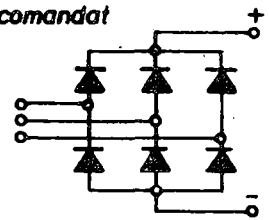
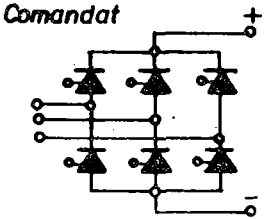
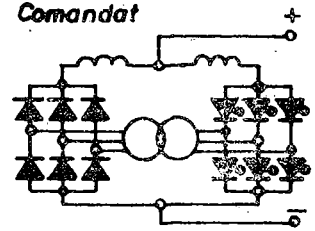
Mutatorul u_1 (redresor) / Mutatorul u_2 (invertor)		A	B	C
		Necomandat 	Comandat 	Comandat 
Frecvența de ieșire f_2 variabilă	Frînare recuperativă	Nu	Nu	
	Supraîncarcare	Mică ..... Normală	Normală	
	Viteza de reglare	Mică	Normală	
	Domeniul de reglare al turației	1:3	1:3 . . . . . 1:5	
Frecvența f_2 și tensiunea de ieșire U_2 variabile	Frînare recuperativă	Nu		Da
	Supraîncărcare	Mare		Mare
	Viteza de reglare	Mare		Mare
	Domeniul de reglare al turației	Mare		Mare

Fig. 6—16. Diferite tipuri de convertoare indirecte posibile [21].

ficarea făcută. Cele la care tensiunea redresată în circuitul intermediar de curent continuu poate fi variată, posedă un invertor care dă la ieşire o tensiune alternativă în trepte rectangulare (fig. 6—17, *a*). Cu cît numărul de trepte într-o perioadă este mai mare, deci cu cît tensiunea de la ieşire este mai aproape de sinusoida fundamentalei, cu atît complexitatea invertorului creşte. Armonicile superioare ale tensiunii, multiplu de trei, nu există în spectrul de frecvenţe ale tensiunilor de linie, dacă invertorul este comandat simetric pe toate cele trei faze.

Dacă tensiunea redresată în circuitul intermediar al convertorului indirect este constantă, armonica fundamentală a tensiunii de ieşire poate fi reglată prin modificarea timpilor de blocare a invertorului. Aceasta se poate realiza prin utilizarea de variatoare statice de tensiune continuă (choppere), modulînd deci prin impulsuri de amplitudine constantă tensiunea alternativă de ieşire. Dacă durata relativă de conectare pe intervalul de conducţie a unei faze este constantă, toate treptele au amplitudine egală (fig. 6—17, *b*). Dacă această durată este modulată în funcţie de o mărime sinusoidală de referinţă, tensiunea de ieşire va avea o formă sinusoidală datorită variaţiei sinusoidale a valorii medii (fig. 6—17, *c*).

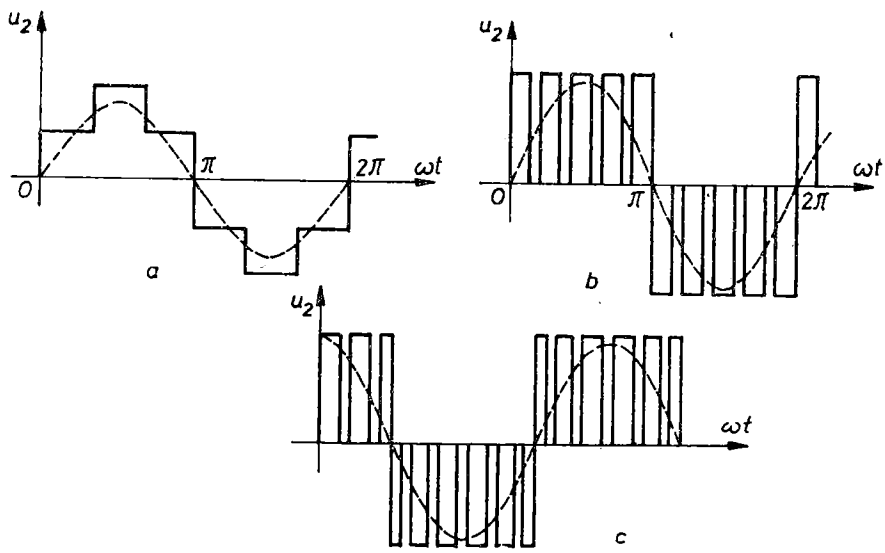


Fig. 6—17. Grafice ale tensiunii de ieşire la convertoarele indirecte de frecvenţă:

a — cu tensiune continuă variabilă în circuitul de curent continuu. Cu tensiunea constantă în acelaşi circuit: *b* — cu impulsuri de durată de conectare relativă egale; *c* — cu impulsuri cu durată de conectare relativă modulate în lăţime.

Complexitatea schemelor convertoarelor indirecte depinde de invertor. Dacă tensiunea în circuitul intermediar este modificabilă, invertorul este mai simplu, deoarece el îndeplineşte doar rolul de modificator al frecvenţei de ieşire. În schimb dacă tensiunea menţionată este constantă, deci redresorul e simplu, invertorul devine mai complicat, trebuind să se comande tensiunea. Aşadar convertoarele de frecvenţă cu circuit intermediar de curent continuu sînt complexe în ansamblu; ele oferă însă independenţa mărimilor de ieşire U_2, f_2 faţă de cele de intrare U_1, f_1.

Caracteristicile de funcționare ale motoarelor asincrone alimentate cu tensiuni nesinusoidale, obținute de la convertoarele de frecvență sînt diferite de cele obținute în cazul alimentării de la rețeaua industrială trifazată. Tensiunile nesinusoidale înrăutățesc caracteristicile prin producerea de armonici superioare de curent, care determină o încălzire suplimentară a motorului, și de flux, care dau naștere la cupluri parazite. Cuplul rezultant nu mai este constant, ci pendulatoriu. În figura 6—18 este reprezentată variația în timp a curentului printr-o fază a motorului asincron alimentat cu tensiuni în trepte (ca în fig. 6—17, *a*), conținutul în armonici superioare a acestui curent (se observă absența armonicilor multiplu de 3) și variația în timp a cuplului electromagnetic m_e, la o frecvență $f_1=0{,}2\ f_N$ și o alunecare $s=0{,}15$ [25]. Deformarea curentului și pulsația cuplului sînt cu atît mai mari cu cît frecvențele de alimentare sînt mai joase și sarcina mai mică. Acest lucru se explică prin scăderea ponderii reactanței echivalente a motorului în impedanța totală și creșterea rolului rezistenței echivalente, reactanță care după cum se știe diminuează armonicile de curent.

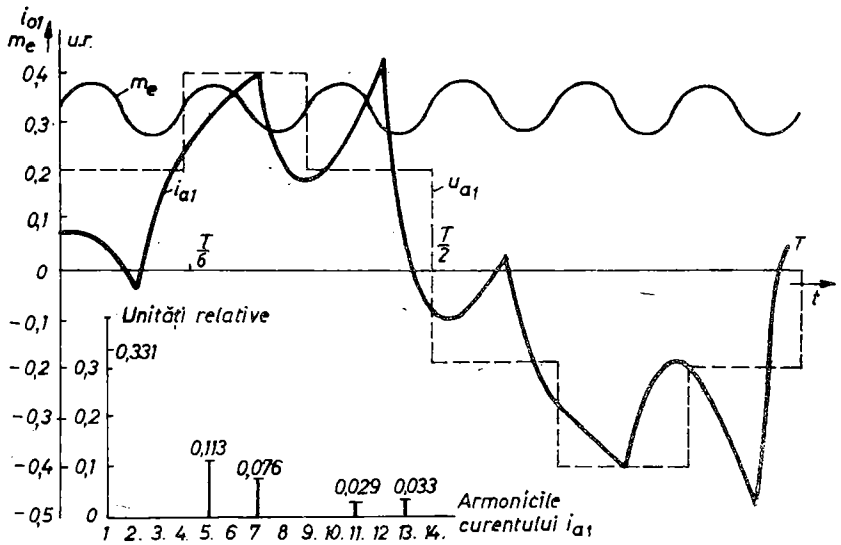


Fig. 6—18. Variația în timp a curentului i_{a1} al unei faze statorice, a cuplului electromagnetic m_e și spectrul armonicilor curentului unui motor asincron alimentat cu tensiuni în trepte (unități relative).

În țara noastră s-au proiectat și realizat diferite convertoare indirecte de frecvență. Se amintește sistemul modular *Contisin* (variația continuă a turației de sincronism) pentru reglarea turației motoarelor asincrone; acesta asigură comanda convertoarelor statice de frecvență cu circuit intermediar, cu aprindere și stingere repetată.

6.2.4. Reglarea vitezei prin impulsuri în regim pas cu pas

Alimentînd fazele motorului asincron prin impulsuri de tensiune continuă într-o succesiune dată, apare posibilitatea ca el să se comporte din punct de vedere funcțional ca un convertor numeric-analogic. Prin urmare motorul

asincron poate fi comandat de sisteme numerice automate, cu avantaje față de sistemele continue, putînd înlocui uneori motoarele pas cu pas de execuție specială.

Cîmpul magnetic învîrtitor din întrefierul motorului asincron se va roti în spațiu în mod discontinuu, ocupînd succesiv un număr multiplu de trei poziții discrete. Acesta conduce la deplasarea rotorului cu intervale unghiulare elementare succesive, analog deplasărilor unghiulare ale rotorului unui motor pas cu pas.

Alimentarea motorului asincron în regim pas cu pas se face de la o sursă de impulsuri de tensiune cu același semn. Reglarea vitezei se realizează modificînd frecvența acestor impulsuri. În figura 6—19 s-a redat schema-bloc a unui sistem de comandă a alimentării cu impulsuri de frecvență variabilă. Impulsurile trebuie să fie amplificate și distribuite într-o succesiune determinată la fazele statorice ale motorului. Blocurile funcționale ale sistemului de comandă sînt: u_1 — generatorul de frecvență; u_2 — formatorul de impulsuri; u_3 — distribuitorul de impulsuri; u_4 — amplificatorul de putere sau dispozitivul de comutație; m — motorul asincron trifazat.

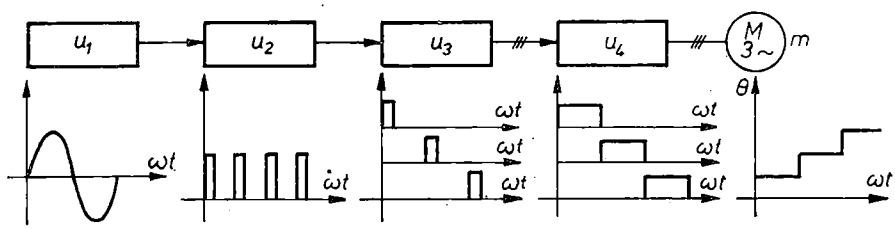


Fig. 6—19. Schema-bloc a sistemului de comandă folosit la comanda motorului asincron în regim pas cu pas:

u_1 — generatorul de frecvență; u_2 — generatorul de impulsuri; u_3 — distribuitorul de impulsuri; u_4 — amplificatorul de putere sau dispozitivul de comutație; m — motorul asincron trifazat.

Funcționarea sistemului de comandă în ansamblu este: tensiunea sinusoidală de frecvență variabilă obținută de generatorul de frecvență u_1 se aplică la intrarea formatorului de impulsuri u_2. La ieșirea acestuia impulsurile au amplitudine și lățime determinată de frecvența dorită, egală cu frecvența semnalelor aplicate intrării distribuitorului de impulsuri u_3. Amplificarea finală de putere are loc în blocul u_4; deseori blocurile u_3 și u_4 formează un singur ansamblu (generatorul de impulsuri).

Există mai multe variante de realizare fizică a sistemului de comandă a motorului asincron în regim pas cu pas. Fără a mai intra în detalii, în figura 6—20 se prezintă una din schemele posibile ale unui dispozitiv de comutație cu tiristoare, cît și repartizarea impulsurilor de tensiune pe faze. În oricare din scheme scopul urmărit este o repartiție în trepte a cîmpului magnetic în întrefierul mașinii. Alimentînd succesiv cu impulsuri decalate la $(2\pi/3)$ rad fazele statorice ale motorului asincron trifazat, rotorul va urmări cîmpul magnetic învîrtitor în mod discret, sacadat. După fiecare comutare, direcția cîmpului magnetic va fi decalată cu un unghi egal cu mărimea pasului înfășurării, față de direcția avută anterior acesteia.

La întreruperea alimentării fazei A, fluxul magnetic asociat curentului ce parcurge această fază se anulează, în timp ce curentul din faza B crescînd de la zero la valoarea maximă produce un flux crescător tot de la zero la

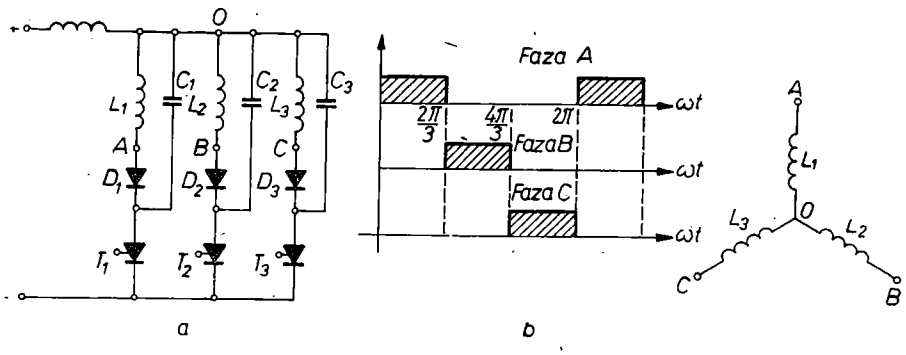


Fig. 6—20. Schema unui dispozitiv de comutație cu tiristoare, alimentat de la o sursă de tensiune continuă, pentru comanda în regim pas cu pas a unui motor asincron (*a*) și repartizarea impulsurilor pe fazele motorului (*c*).

valoarea maximă etc. Aceste variații ale fluxului statoric induc curenți rotorici tranzitorii, care interacționînd cu cîmpul magnetic statoric generează un cuplu electromagnetic ce se exercită asupra rotorului. Este evident că modurile diferite de conectare ale înfășurărilor statorice la sursa de curent continuu au consecințe asupra unghiului de rotație, cît și asupra cuplului electromagnetic.

6.3. ACȚIONĂRI CU MOTOARE SINCRONE

În afara reglării discrete a turației motorului sincron prin schimbarea numărului de perechi de poli, care necesită o construcție specială și măsuri de recăpătare a funcționării în sincronism, motorul sincron trifazat poate fi comandat în frecvență pentru modificarea turației sale. Evident că pentru aceasta este necesară prezența unui convertor de frecvență, ceea ce nu este întotdeauna uzual din cauza prețului ridicat. Există totuși o excepție întîlnită la acționarea electrică a elicelor navelor maritime. Turația se variază într-un domeniu de circa 3:1, recurgînd la alimentarea de la un alternator trifazat, acționat de un motor Diesel, păstrînd un raport $U_1/f_1 = \text{const}$.

În cazul în care reglarea prin frecvență se realizează cu cicloconvertoare, acestea sînt utilizate pentru obținerea de turații scăzute la puteri mari. În acționarea morilor de ciment, o aplicație directă a acestui gen de reglare a turației, s-a ajuns la puteri de ordinul megawaților.

6.4. ACȚIONĂRI CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE INDEPENDENTĂ

Motorul de curent continuu poate fi alimentat cu tensiune reglabilă fie de la rețeaua de curent alternativ, cu ajutorul redresoarelor cu tiristoare, fie de la o sursă de curent continuu (baterie de acumulatoare) printr-un contactor static de curent continuu (chopper).

6.4.1. Instalații cu mutatoare monofazate

Aceste instalații și-au găsit o largă aplicare în acționările reglabile de curent continuu cu un singur sens de rotație, la un flux de excitație invariabil. Mutatoarele utilizate pot fi în *simplă* și în *dublă alternanță*, în punte și cu punct median.

Schemele în punte permit conectarea directă la rețeaua de alimentare, evidențiindu-se printr-o solicitare de tensiune redusă a ventilelor componente, ceea ce le face indicate la utilizarea diodelor și tiristoarelor, care au căderi mici de tensiune în sens de conducție. Schemele cu punct median necesită întotdeauna un transformator, însă numai un număr pe jumătate de ventile, solicitate la o tensiune inversă dublă. Alegerea schemei depinde în principal de puterea motoarelor alimentate: la puteri mici scheme cu punct median, la puteri mai mari, în punte.

Dacă se pretinde o frînare recuperativă, puntea redresoare trebuie să fie complet comandabilă, în caz contrar putîndu-se lucra și cu punți semicomandabile care cuprind tiristoare într-o parte a punții și diode, în cealaltă.

6.4.1.1. Redresoare monofazate monoalternanță

Acest redresor, în cea mai simplă expresie, are schema redată în figura 6—21 conținînd doar tiristorul T interpus între rețeaua monofazată de tensiune instantanee $u=u_m \sin \omega t$ și rotorul motorului. Momentul trecerii în conducție („aprinderii") tiristorului T poate fi variat cu un dispozitiv electronic nefigurat pe schemă, de obicei formator de impulsuri. Se admit ipotezele: fluxul de excitație al motorului $\Phi=\Phi_0=$const.; se neglijează impedanța sursei și rezistența tiristorului cînd acesta este în conducție; nu se iau în considerație neliniaritățile produse de saturația magnetică a motorului. Se va considera doar regimul permanent.

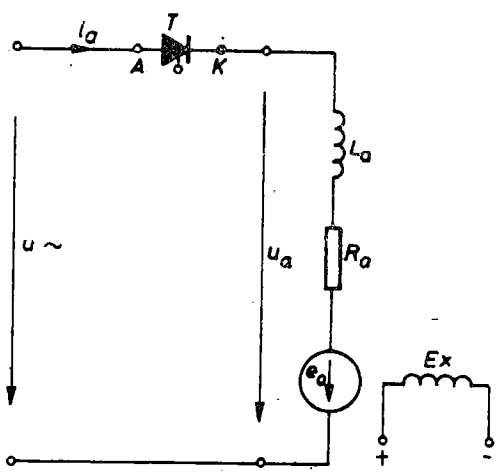


Fig. 6—21. Alimentarea motorului de curent continuu cu excitație independentă de la un redresor monofazat monoalternanță:

T — tiristor (A — anod; K — catod; G — poarta de comandă); e_0 — tensiunea electromotoare indusă prin rotație în rotor.

Cu notațiile consacrate, ecuațiile funcționale ale motorului sînt:

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} - e_0 = u_a;$$

$$e_0 = -k\Phi_0\Omega;$$

$$m = k\Phi_0 i_a;$$

$$m = m_s + J\frac{d\Omega}{dt}. \qquad (6-11)$$

În R_a și L_a se cuprind și eventualele rezistențe și inductivități înseriate în circuitul rotoric.

În regim permanent, la o comandă periodică pe poarta tiristorului, variația în timp a mărimilor u_a, i_a, e_0, Ω, m va fi periodică, de perioadă $2\pi/\omega$, care

coincide cu perioada tensiunii de alimentare u. Graficul lor este trasat în figura 6—22. Se disting intervalele unghiulare I, II, III indicate în figura menționată.

În intervalul I, $\omega t \in [0,\alpha]$, α fiind unghiul de comandă al tiristorului (de întîrziere la aprindere), tiristorul este blocat, curentul $i_a=0$. Rezultă din relația (6—11) că $u_a=-e_0$, deci tensiunea la periile rotorului coincide cu tensiunea sa contraelectromotoare $-e_0=c\Omega$, diferită de zero din cauza unei funcționări anterioare a motorului. Deoarece $i_a=0$, cuplul electromagnetic dezvoltat va fi $m=0$; consecința este reducerea vitezei Ω la cuplu static reactiv. La scări diferite, mărimile Ω și $-e_0$ sînt reprezentate de același grafic.

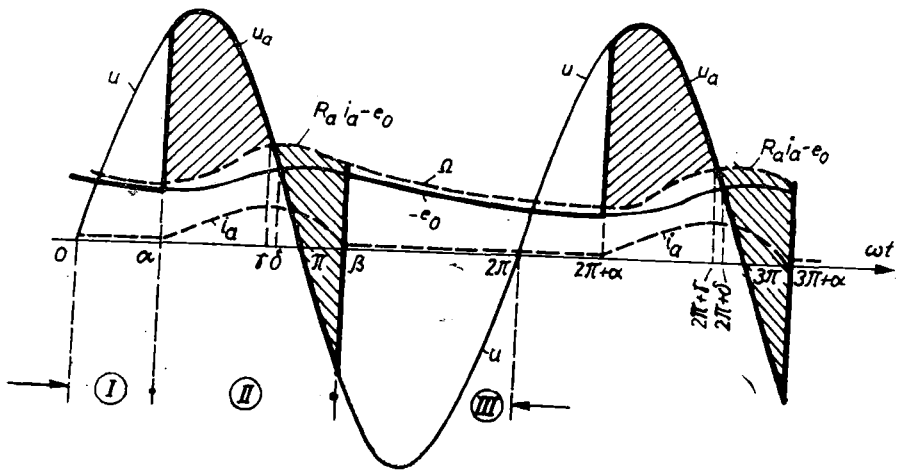


Fig. 6—22. Graficele tensiunilor, curentului și vitezei unghiulare pentru schema din figura 6—21.

În intervalul II, $\omega t \in [\alpha, \beta]$, lucrurile se modifică, deoarece la $\omega t=\alpha$ are loc intrarea în conducție a tiristorului (se presupune $u>-e_0$ și $\alpha<\pi$). Tensiunea la periile rotorice devine brusc egală cu tensiunea u a sursei. Curentul i_a începe să crească (de la zero, datorită prezenței L_a a înfășurărilor rotorice). Valoarea maximă I_{am} se atinge cînd $u=R_a i_a-e_0$, deci pentru $\omega t=\gamma$, după care începe să scadă. Curentul i_a trece și după $\omega t=\delta$, cînd $u=-e_0$. Într-adevăr, deși pentru $\omega t>\delta$ avem $u_a<e_0$, curentul trece în același sens datorită energiei acumulate în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice. Să presupunem că i_a devine nul pentru $\omega t=\beta>\pi$. Din momentul α și pînă în momentul γ, cînd $i_a=I_{am}$, se acumulează energie în cîmpul magnetic menționat, avînd $di_a/dt>0$, $u_a>0$, care provine de la sursă. Din momentul γ pînă la π, $di_a/dt<0$, $u_a>0$, energia localizată în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice începe să fie retrocedată circuitului; sursa continuă să livreze energie circuitului, i_a și u avînd aceleași semne ca mai înainte. În fine, între π și β, cînd i_a devine nul, $u<0$, $i_a>0$, deci puterea ui_a își schimbă semnul, sursa primind energie din circuit. Pînă la $\omega t=\beta$ pierderile Joule rotorice și puterea mecanică dezvoltată de motor sînt acoperite pe seama energiei înmagazinate în cîmpul magnetic rotoric. *Prelungirea rămînerii în conducție a tiristorului în intervalul* $\omega t \in (\delta, \beta)$ *este posibilă prin urmare datorită energiei temporar acumulate în cîmpul magnetic al circuitului rotoric.*

De remarcat că integrînd ecuația de echilibru a tensiunilor (6—11_1) între limitele α, γ și apoi γ, β rezultă:

$$\int_{\alpha}^{\gamma}[u-(R_a i_a-e_0)]\ \mathrm{d}(\omega t)=\omega\int_{0}^{I_{am}} L_a \mathrm{d}i_a=\omega L_a I_{am}; \qquad (6-12)$$

$$\int_{\gamma}^{\beta}[u-(R_a i_a-e_0)]\ \mathrm{d}(\omega t)=\omega\int_{I_{am}}^{0} L_a \mathrm{d}i_a=-\omega L_a I_{am}.$$

Relațiile de mai sus arată că ariile hașurate diferit din figura 6—22 sînt egale între ele și proporționale cu curentul maxim rotoric atins I_{am}.

Se mai remarcă, în intervalul I, cuplul electromagnetic m nenul, datorită faptului că $i_{am}\neq 0$. Cînd $m>m_s$, rotorul este accelerat, viteza unghiulară ω crescînd și acumulîndu-se energie cinetică în corpurile în mișcare de rotație, necesară întreținerii mișcării în intervalele cînd avem $m<m_s$.

În intervalul III, $\omega t\in[\beta,\ 2\pi]$, tiristorul este blocat, $i_a=0$, $m=0$. Tensiunea $u_a=-e_0$, care descrește simultan cu viteza unghiulară Ω. Asistăm la o situație similară cu cea din intervalul I, $\omega t\in[0,\ \alpha]$.

Dacă se integrează ecuațiile (6—11_1) și (6—11_4), adică

$$R_a i_a+L_a\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}-e_0=u_a;$$

$$m=m_s+J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t},$$

de la 0 la 2π (deci într-o perioadă) și apoi se împarte cu 2π, se obțin relații utile între valorile medii ale unor mărimi semnificative în funcționarea motorului:

$$R_a I_a+k\Phi_0\Omega_{med}\simeq k\Phi_0\Omega_{med}=U_a; \qquad (6-13)$$

$$M=M_s=k\Phi_0 I_a,$$

susceptibile de interpretări. *Valoarea medie a vitezei unghiulare Ω_{med} este practic proporțională cu valoarea medie a tensiunii de la periile rotorului*, la rîndul său funcție de unghiul de comandă α. Pentru a evita supracurenți nedoriți la pornire, din (6—13_1) rezultă că la începutul acesteia trebuie ca $\alpha\simeq\pi$; afirmația este justificată de faptul că la pornire $\Omega_{med}=0$ și pentru a avea Ω_{med} redus trebuie ca U_a să fie foarte mică, deci $\alpha\simeq\pi$. Din (6—13_2) rezultă că *valoarea medie a cuplului de sarcină M_s fixează, în regim permanent, valoarea medie I_a a curentului rotoric.*

Redresorul comandat permite *frînarea cu recuperare*, ceea ce nu poate realiza un redresor necomandat (cu diodă). Trecerea redresorului comandat în regim invertor se poate urmări cu ajutorul figurii 6—23. Prin mărirea unghiului de comandă α, curentul motorului scade, scade cuplul și totodată și turația. Dacă după oprirea motorului, acesta este antrenat din exterior în sens invers, deci trece în regim de generator, sensul tensiunii electromotoare se schimbă. Comandînd tiristorul cu unghiuri de comandă care să ducă la o tensiune medie redresată negativă, dacă tensiunea electromotoare este mai mare decît aceasta, redresorul trece în invertor, iar transformatorul va ceda putere rețelei (sensul transferului de putere în cele două cazuri se poate determina cu ajutorul regulii de asociere a sensurilor pozitive ale curentului și tensiunii pentru receptor și sursă). Încărcarea generatorului se face prin micșorarea unghiului de comandă α. Se observă că în circuit sensul curentului s-a

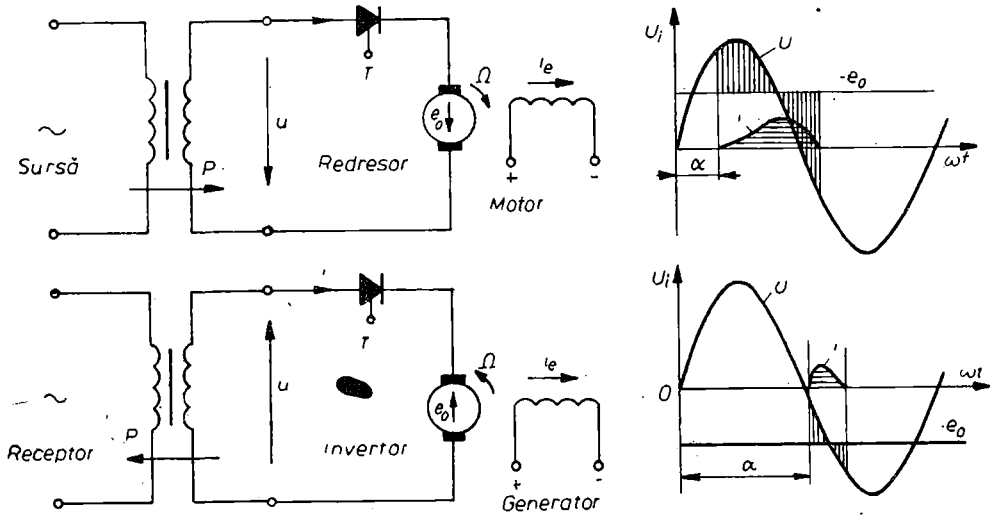


Fig. 6—23. Explicativă la trecerea redresorului comandat în regim de invertor.

păstrat, fiind impus de tiristor. Trecerea în regim invertor este posibilă și prin menținerea sensului turației motorului (cazul locomotivelor electrice) dar prin schimbarea sensului curentului de excitație sau a curentului prin indus (inversarea legăturii la perii).

Instalația redresoare examinată se poate ameliora dacă se introduce așa-zisa diodă de circulație liberă D (fig. 6—24, *a*). Această diodă interzice ca o parte a energiei acumulate în cîmpul magnetic rotoric să fie retrocedată sursei; ea contribuie și mai mult la prelungirea curentului după momentul $\omega t = \pi$. Dioda nu conduce cît timp $u > 0$ și conduce tiristorul T; ea intră în conducție cînd $u = 0$, deci la $\omega t = \pi$, preluînd curentul i_a care se închidea anterior (fig. 6—21) prin tiristorul T. Curentul $i_a = i_D$ pînă cînd nu va mai exista energie înmagazinată în cîmpul magnetic rotoric. Variația temporală a mărimilor u_a, u, i_a și e_0 este redată în figura 6—24, b. Ariile haşurate diferit trebuie să fie egale, conform relațiilor (6—12).

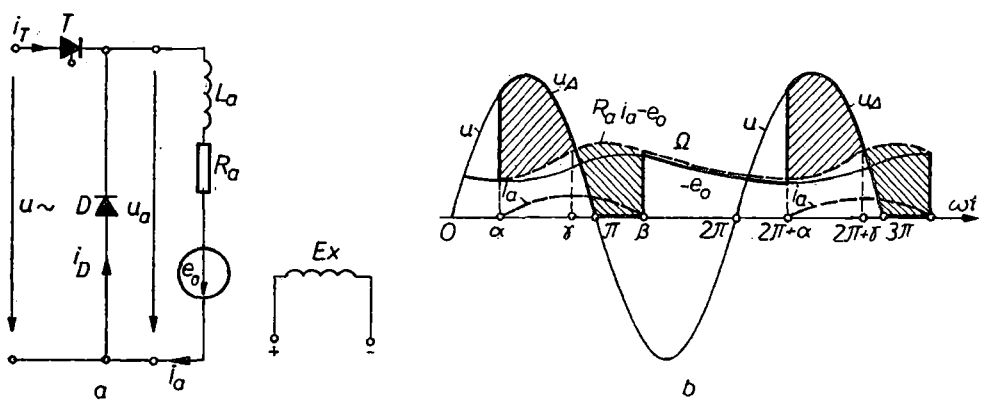


Fig. 6—24. Alimentarea motorului de curent continuu cu excitație independentă de la un redresor monofazat monoalternanță cu diodă de circulație liberă *D*:
a — schema de principiu; *b* — graficele tensiunilor, curentului și vitezei unghiulare.

Cum în cele două scheme de redresare monofazată și monoalternanță (6—21) și (6—24, a) curentul rotoric i_a era nul din momentul β pînă în momentul $2\pi+\alpha$ cînd tiristorul T capătă din nou un impuls de aprindere pe poartă, se spune că funcționarea este *în regim de curent întrerupt*. Dacă, în decursul unei perioade, i_a nu se anulează, avem de a face cu un *regim de curent neîntrerupt*. În situația redresării unei singure alternanțe, acest regim se poate întîlni la inductanțe rotorice foarte mari, la cupluri mari de sarcină și la viteze nu prea mari. În figura 6—25, *a* se arată influența tensiunii contraelectromotoare $-e_0$ (deci a turației), presupusă constantă (moment de inerție axial ridicat la arborele motorului), iar în figura 6—25, *b* în ipoteza unui curent continuu perfect filtrat de armonicile superioare, diferitele forme de undă corespunzătoare acestei ipoteze.

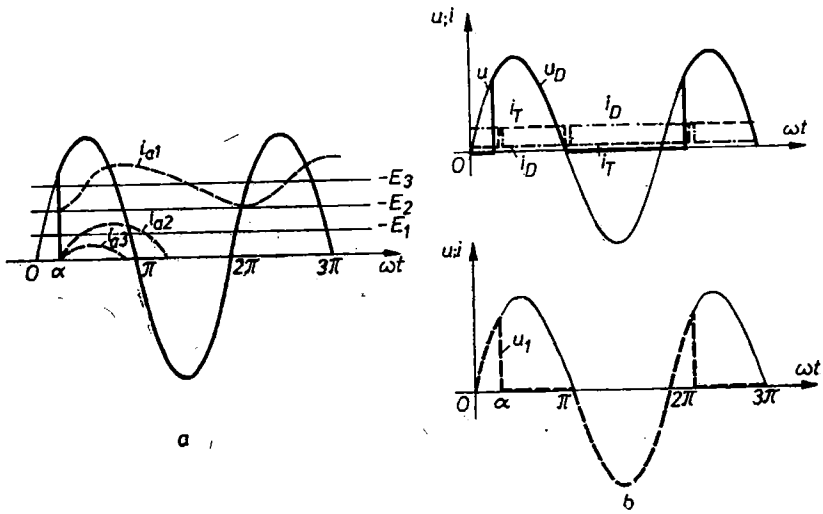


Fig. 6—25. Formele de undă ale curentului: i_{a2}, i_{a3} — regim de curent întrerupt; i_{a1} — regim de curent neîntrerupt; *b* — formele de undă ale curenților și tensiunilor în situația unui curent de sarcină perfect continuu (neglijînd fenomenul de comutație).

Pentru schema din figura 6—24, *a* și un regim de funcționare cu curent neîntrerupt, se poate deduce expresia analitică a caracteristicilor mecanice ale motorului de curent continuu cu excitație independentă. Tensiunea medie U_a va fi, la un unghi de comandă (de întîrziere la aprindere)

$$U_a=\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} u_a\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{U_m}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{U_m}{2\pi}(1+\cos\alpha)=U_{di0}\frac{1+\cos\alpha}{2} \qquad (6-14)$$

$U_{di0}=\frac{U_m}{\pi}$. Se vede că raportul $U_{di0}/(U_m/\sqrt{2})=\frac{\sqrt{2}}{\pi}=0{,}45$. Avînd, conform relației (6—13_1), $U_a=R_aI_a+k\Phi_0\Omega_{med}$ și $M=k\Phi_0I_a$, rezultă expresia analitică căutată

$$\Omega_{med}=\frac{U_{di^0}\left(\frac{1+\cos\alpha}{2}\right)}{k\Phi_0}-\frac{R_aM}{k^2\Phi_0^2}. \qquad (6-15)$$

Așadar, în regim neîntrerupt, viteza unghiulară scade foarte puțin (la unghi α dat) odată cu creșterea cuplului mediu electromagnetic M.

Pentru $R_a \simeq 0$, $\Omega_{med} = \frac{U_{di0}(1+\cos\alpha)}{2k\Phi_0} = \text{const.}$ $(\alpha = \text{const}).$

Tiristorul este solicitat cel mai mult de curent la $\alpha = 0$. Tensiunea maximă aplicată tiristorului în sensul invers este $U_m = \sqrt{2}\ U = \pi U_{di0}$.

Redresoarele monofazate monoalternanță sînt folosite la puteri de pînă la circa 500 W; avantajele lor sînt simplitate și preț redus. Dezavantajele le fac prohibitive la puteri mai mari: funcționarea sacadată la viteze reduse și cupluri de sarcină mari, ceea ce influențează negativ și eventualele transmisii mecanice; raportul dintre valoarea efectivă și cea medie a curentului ce parcurge rotorul motorului este mare (prima valoare este cea care influențează solicitarea termică a motorului, secunda valoarea cuplului mediu electromagnetic). Dacă există un transformator monofazat de adaptare la rețeaua de alimentare, componenta continuă care parcurge secundarul transformatorului saturează circuitul magnetic al acestuia.

6.4.1.2. Redresoare monofazate bialternanță

Schemele uzuale din tehnica acționărilor de curent continuu sînt desenate în figura 6—26 (cu punct median în figura 6—26, *a* și în punte în figura 6—26, *b*), cu observația că schema în punte este mai frecvent utilizată. Schemele instalațiilor prezentate posedînd numai ventile (cu excepția diodei de circulație liberă) de gen tiristor sînt denumite *complet comandabile*, putînd lucra și în regim de invertor. Dacă în figura 6—26, *b*, ventilele V_3, V_4 ar fi simple diode redresoare, puntea respectivă ar fi denumită *semicomandabilă sau asimetrică*. La puntea cu toate elementele comandabile, curentul se menține prin

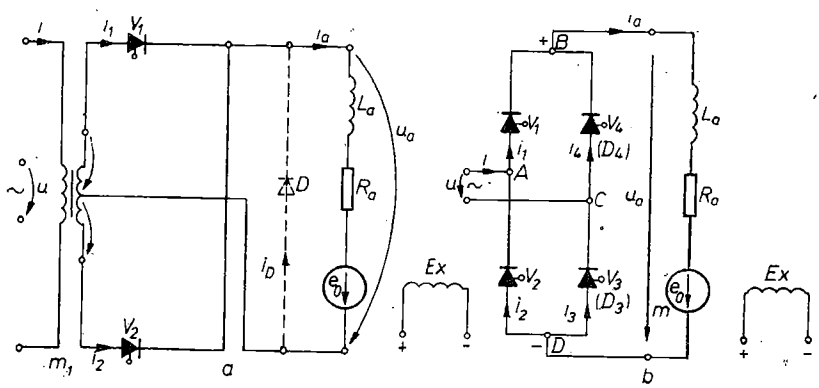


Fig. 6—26. Redresoare monofazate bialternanță:

a — schemă cu punct median; *b* — schemă în punte.

tiristoare și prin transformator și după trecerea prin zero a tensiunii transformatorului pe seama energiei magnetice înmagazinate în inductivitățile circuitului (tensiunea redresată are forma prezentată în figura 6—27, *a*). La puntea semicomandată, cu 2 tiristoare și 2 diode, în intervalul în care tensiunea trans-

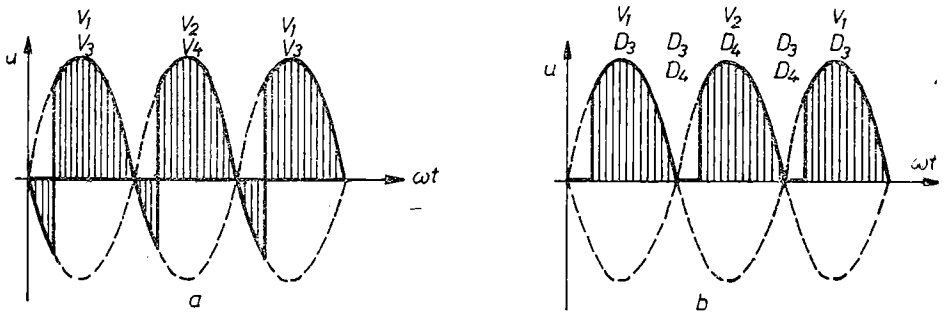


Fig. 6—27. Tensiunile redresate de puntea complet comandabilă (*a*) şi semicomandabilă (*b*).

formatorului este negativă, curentul se închide prin diode, fără a se încărca reţeaua cu energie reactivă, transformatorul fiind separat de partea de curent continuu (diagrama tensiunii redresate în figura 6—27, *b*). Din acest motiv, puntea *semicomandată* are factor de putere mai bun decît puntea comandată în toate braţele. Puntea semicomandată nu poate trece în regim invertor. Pentru a avea posibilitatea frînării cu recuperare, se folosesc tiristoare în toate braţele punţii, iar pentru a funcţiona ca redresor în punte semicomandată, pentru a avea un factor de putere mai bun, două tiristoare (T_3 şi T_4) se comandă cu unghiul $\alpha=0$ (sînt deblocate pe toată durata alternanţei pozitive), deci au rol de diode.

Fie în schema din figura 6—26 ventilele V_3 şi V_4 diode, notate cu D_3, D_4, iar ventilele V_1 şi V_2 tiristoare, care să funcţioneze succesiv, primind impulsuri de comandă alternativ, de perioadă jumătate din perioada tensiunii u de alimentare. Tiristorul V_1 comandă cu o întîrziere reglabilă α alternanţa pozitivă a tensiunii u, iar tiristorul V_2 redresează cu aceeaşi întîrziere alternanţa negativă (fig. 6—28).

Cînd conduce tiristorul V_1, curentul debitat de sursă se închide pe traseul *ABmDC*, prin dioda D_3; tensiunea la periile motorului u_a egalează tensiunea u a reţelei (fig. 6—28, *a*, *b*). Dacă se află în conducţie tiristorul V_2, curentul trece pe drumul *CBmDA*, prin rotor trecînd în acelaşi sens ca mai înaintc; în acest interval temporal, $u_a=-u$.

După ce tiristorul V_1 se blochează (la $\omega t=\pi$), la anularea tensiunii u, curentul rotoric i_a se închide în continuare prin diodele D_3, D_4, ansamblu care suplineşte aşa-numita diodă de circulaţie liberă. Acelaşi lucru se întîmplă apoi la blocarea tiristorului V_2.

Curentul rotoric poate fi în regim neîntrerupt şi întrerupt, ca şi la schemele monoalternanţă. În primul caz (fig. 6—28, *a*), inductivitatea rotorului este relativ redusă, ca şi energia acumulată în cîmpul magnetic rotoric în intervalul temporal de creştere a curentului rotoric. Curentul rotoric se anulează în momentul $\omega t=\beta$, înaintea trecerii în conducţie a tiristorului al doilea V_2 (la $\omega t=\alpha+\pi$). Intervalul $\omega t\in(\beta,\ \alpha+\pi)$ este deci caracterizat de $i_a=0$, în schemă intervenind pauza P în funcţionare.

Dacă $L_a/R_a \gg T=2\pi/\omega$ (deci dacă constanta de timp rotorică este sensibil mai mare decît perioada tensiunii de alimentare), cu alte cuvinte dacă se poate considera inductivitatea rotorică ca relativ importantă, energia acumulată în cîmpul magnetic rotoric este capabilă să prelungească curentul i_a pînă la trecerea în conducţie a tiristorului al doilea. Redresorul lucrează deci în regim de curent neîntrerupt, cînd curentul rotoric variază în regim permanent

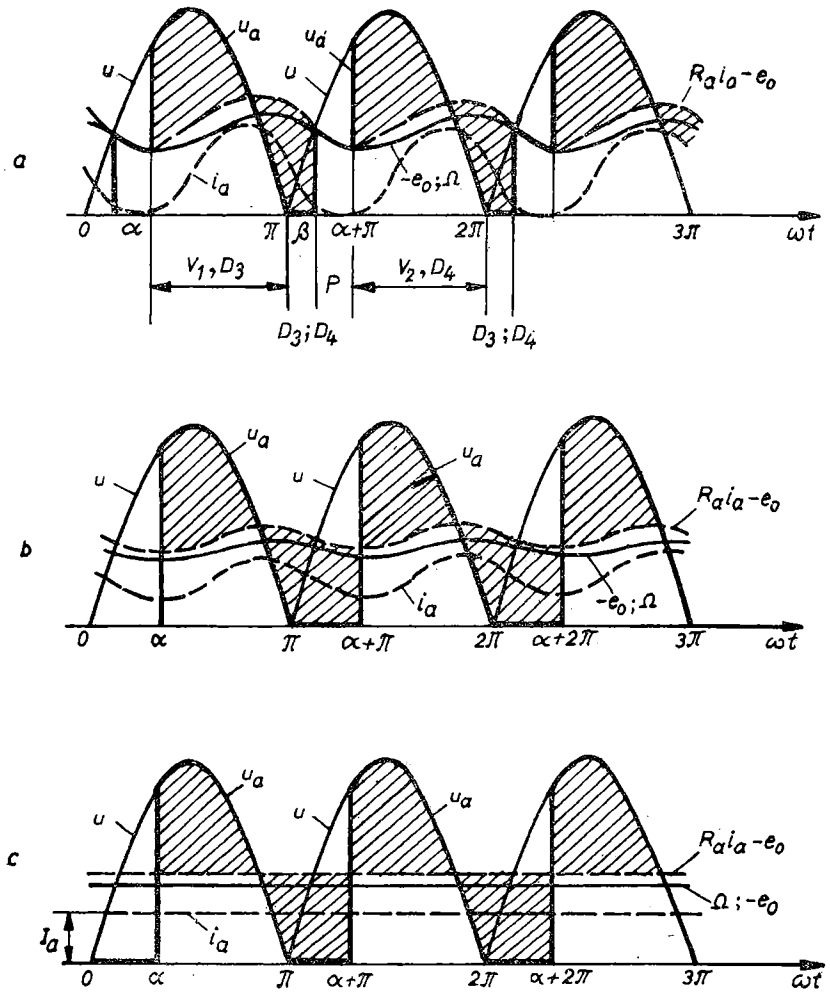


Fig. 6—28. Graficele tensiunilor u, u_a, curentului i_a, vitezei unghiulare Ω și tensiunii contraelectromotoare — e_0 pentru schema din figura 6—26, *b* (V_1, V_2 — tiristoare; V_3, V_4 — diode redresoare):

a — inductivitatea rotorică redusă; *b* — inductivitate rotorică mare; *c* — inductivitate rotorică infinită. Cuplul static rezistent și unghiul de comandă α au fost considerate aceleași.

între două limite, dar nu se anulează (fig. 6—28, *b*). Evident că la aceeași valoare medie, curentul rotoric i_a este mult mai ondulat în primul caz (regim întrerupt), la fel și viteza unghiulară*).

Cînd $\frac{L_a}{R_a} \simeq \infty$, caz teoretic limită de care se apropie înserierea în circuitul rotoric a unei bobine de reactanță de mare inductivitate, curentul rotoric instantaneu $i_a = I_a = \text{const.}$ (adică este constant și egal cu valoarea sa medie).

* Ondulația unei mărimi pulsatorii i_a într-o perioadă este măsurabilă prin raportul dintre valoarea efectivă a armonicilor acesteia și valoarea sa medie, depinzînd deci de unghiul de comandă α.

Dacă şi momentul axial de inerţie J al sistemului de acţionare este foarte mare, viteza unghiulară Ω va fi de asemenea constantă, ca şi tensiunea contraelectromotoare $-e_0$. Acest caz, ilustrat în figura 6—28, *c*, ar fi cel mai favorabil motorului dat, fiindcă valorile medie şi efectivă ale curentului rotoric sînt egale, adică încălzire mai redusă la aceaşi sarcină a motorului.

Se poate demonstra că alura caracteristicii mecanice realizată depinde, la unghi de comandă invariabil al tiristoarelor, de faptul dacă curentul rotoric i_a este întrerupt sau nu. În regim de curent neîntrerupt, valoarea medie a tensiunii rotorice u_a, într-o semiperioadă a tensiunii de alimentare, va fi (a se vedea fig. 6—28, *b*):

$$U_a = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_a \, d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \; d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (6-16)$$

Avînd în vedere $U_a = R_a I_a + k\Phi_0 \Omega_{med}$; $M = k\Phi_0 I_a$, rezultă

$$\Omega_{med} = \frac{\frac{U_m}{\pi}(1+\cos\alpha)}{k\Phi_0} - \frac{R_a M}{k^2\Phi_0^2}, \qquad (6-17)$$

cu aceleaşi concluzii ca şi la schemele monoalternanţă. Se arată că $\Omega_{med} = f(M)$ pentru diferite unghiuri de întîrziere la aprindere α, are alura din figura 6—29.

Schema din figura 6—30 utilizează o punte redresoare bialternanţă formată numai din diode şi tiristorul T. Tensiunea pulsatorie mereu pozitivă de la ieşirea punţii nu solicită în sens invers tiristorul, care primeşte două impulsuri de aprindere într-o perioadă a tensiunii de alimentare. Este însă necesară o diodă de liberă circulaţie D.

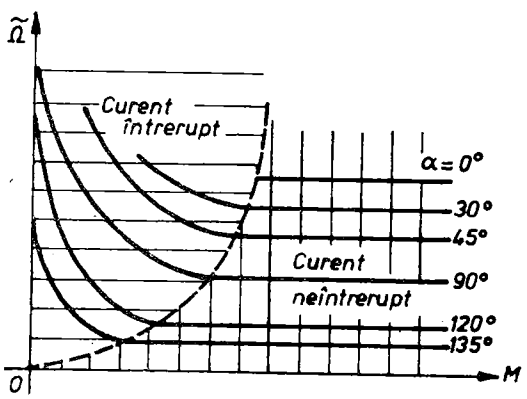


Fig. 6—29. Caracteristicile mecanice $\tilde{\Omega} = f(M)$: parametru: unghiul de întîrziere la aprindere α.

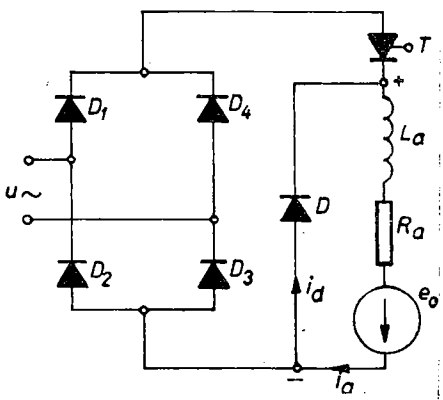


Fig. 6—30. Schema Gaudet.

6.4.2. Instalaţii cu mutatoare trifazate

6.4.2.1. Mutatoare trifazate monoalternanţă

Aceste mutatoare sînt puţin utilizate, dar întrucît ele formează baza redresoarelor trifazate bialternanţă vor fi examinate aici. Pentru a evita o premagnetizare a transformatorului de alimentare (necesar datorită faptului

că schema lor este de fapt o schemă cu punct median), secundarul acestuia trebuie conectat în zigzag. Se examinează totuși, pentru simplificare, o schemă fără diodă de liberă circulație, cu secundarul transformatorului în stea, (fig. 6—31), care permite o mai ușoară înțelegere fenomenologică, mai ales a regimului de invertor. Acest redresor mai este cunoscut și sub denumirea de redresor trifazat cu punct neutru. Rotorul motorului de curent continuu cu excitație independentă constantă, înseriat cu o bobină de reactanță L_A (pentru a mări inerția magnetică a circuitului rotoric și a face ca în acest circuit i_A să fie practic invariabil, $i_A = I_A$), se conectează între neutrul stelei tiristoarelor și neutrul secundarului în stea a transformatorului de alimentare. Suplimentar se va presupune că motorul acționează tamburul unei instalații de ridicat, pentru a ridica sau coborî greutatea G.

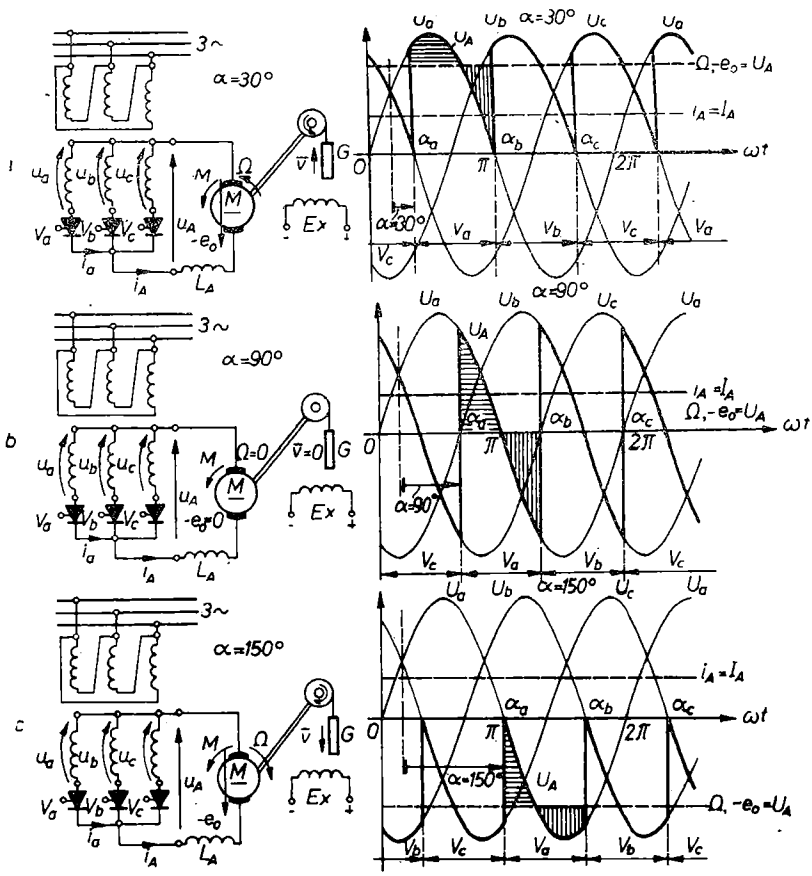


Fig. 6—31. Schema de principiu și formele de undă pentru mutatorul trifazat cu punct neutru (monoalternanță): *a*) $\alpha = 30° = (\pi/6)$rad; *b* $\alpha = 90° = (\pi/2)$rad; *c*) $\alpha = 150° = (5\pi/6)$rad.

Tensiunile instantanee de fază în secundarul transformatorului u_a, u_b, u_c, presupuse ca făcînd parte dintr-un sistem trifazat simetric echilibrat, sînt reprezentate în figura 6—31. Tiristoarele V_a, V_b, V_c primesc succesiv impulsuri de aprindere în această ordine. Unghiul de comandă α al unui tiristor oarecare reprezintă întîrzierea la trecerea sa în conducție față de mo-

mentul cînd tensiunea fazei pe care se găseşte tiristorul devine mai mare decît ale celorlalte două faze (respectiv devine pozitivă faţă de faza precedentă), moment denumit şi al *comutaţiei naturale*. Teoretic, α poate varia între 0° şi 180° el.

S-au presupus trei situaţii, fiecare din ele corespunzînd unui unghi constant şi anume 30°, 90° şi 150°; regimul de curent prin rotorul maşinii electrice este considerat neîntrerupt.

Pentru $\alpha=30°$ (fig. 6—31, a), caz situat în domeniul $\alpha\in(0, 90°)$, se indică unghiurile α_a, α_b, α_c cînd trec în conducţie tiristoarele V_a, V_b, V_c. Fiecare dintre acestea conduc curentul $i_A=I_A$ în intervalul de $120°=(2\pi/3)$ rad el. De fiecare dată cînd conduce un tiristor, tensiunea la bornele rotorului urmăreşte variaţia tensiunii instantanee a fazei în care se află tiristorul în conducţie (graficul cu linie îngroşată). La bornele rotorului tensiunea medie U_A este constantă, de acelasi semn ca şi curentul $i_a=i_A=I_A$, deci maşina absorbind putere electrică funcţionează ca motor, ridicînd greutatea G. Schema cu tiristoare funcţionează în regim de redresor. Admiţînd că $R_a\simeq 0$ şi $\Omega\simeq$ $\simeq$const., tensiunea medie U_A trebuie să egaleze tensiunea contraelectromotoare $-e_0$, aceasta fiind de asemenea constantă. Condiţia ariilor egale este evidenţiată numai pentru conducţia tiristorului V_a.

În situaţia $\alpha=90°$ (fig. 6—31, b), $U_A=-e_0=0$, ceea ce înseamnă că şi viteza unghiulară Ω a motorului se anulează, greutatea G devenind imobilă. Curentul rotoric este acelaşi ca mai înainte şi cuplul electromagnetic M dezvoltat egalează cuplul static rezistent al sarcinii, însă puterea mecanică dezvoltată este nulă ($M\Omega=MO=0$). Maşina electrică se află la limita funcţionării sale ca motor, dezvoltînd cuplul electromagnetic la viteză unghiulară nulă.

În cazul $\alpha=150°$ (fig. 6—31, c), caz situat în domeniul $\alpha=\in(90°, 180°)$, tensiunea medie rotorică U_A devine negativă, ca şi tensiunea contraelectromotoare $-e_0$. Ori aceasta înseamnă că maşina electrică trebuie să-şi schimbe sensul de rotaţie faţă de situaţia cînd $\alpha=90°$. Curentul rotoric i_A trece în acelaşi sens (sensul contrar nu este permis, datorită comportării specifice a tiristoarelor V_a, V_b, V_c), sens care coincide cu sensul tensiunii electromotoare e_0. Deşi cuplul electromagnetic nu şi-a schimbat sensul de acţiune, indicat de săgeata curbilinie, el se opune mişcării, cuplul activ fiind furnizat acum de cuplul static de natură potenţială produs de către greutatea G care coboară. Maşina electrică primind pe la arbore putere mecanică şi transformînd-o în putere electrică cedată reţelei de alimentare prin intermediul punţii de tiristoare, funcţionează în regim de frînare recuperativă sau de generator recuperativ. Instalaţia cu redresoare funcţionează în regim de invertor.

Deci pentru $\alpha\in(90°, 180°)$ maşina electrică se găseşte deci în regim de generator recuperativ, iar instalaţia cu tiristoare în regim de invertor, ultima transformînd puterea electrică de curent continuu primită de la maşina electrică în putere electrică de curent alternativ si redînd-o reţelei. Aşadar instalaţia funcţionează fie ca *redresor*, $\alpha\in(0°, 90°)$, fie ca *invertor*, $\alpha\in(90°, 180°)$.

Pentru regimul de curent neîntrerupt, tensiunea medie redresată U_A la bornele rotorului va fi calculată (a se vedea fig. 6—31, *a*), pentru un unghi de comandă α oarecare, între limitele unghiulare $\frac{\pi}{6}+\alpha$ şi $\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{6}+\alpha$, deci în intervalul unghiular de $2\pi/3$, cînd $u_A=u_a=U_m \sin\omega t$. Prin urmare,

$$U_A=\frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{6}+\alpha} U_m \sin\omega t\, d(\omega t)=\frac{3U_m}{2\pi}\left[\cos\left(\frac{\pi}{6}+\alpha\right)-\cos\left(\frac{5\pi}{6}+\alpha\right)\right]=\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\cos\alpha. \tag{6-18}$$

Aceasta permite trasarea graficului $U_A=f(\alpha)$ în figura 6—32, care este proporţional cu cosinusul unghiului de comandă α. Expresia analitică a caracteristicilor mecanice ale motorului va fi dată de relaţia

$$\Omega_{med}=\frac{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}{k\Phi_0}-\frac{R_aM}{k^2\Phi_0^2}, \tag{6-19}$$

cu notaţiile deja introduse, valabilă pentru regimul de curent neîntrerupt. Dacă $R_a\simeq 0$, aceste caracteristici ar fi drepte, ca în figura 6—33, în care s-au figurat şi porţiunile de caracteristici corespunzătoare curentului întrerupt, ale căror expresii analitice complicate nu mai sînt examinate aici.

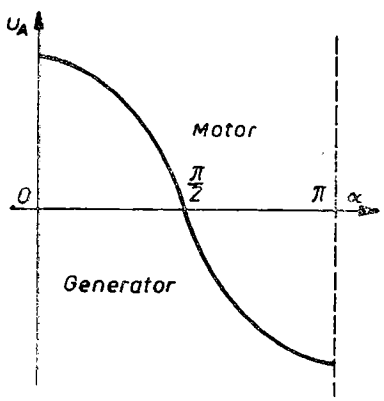


Fig. 6—32. Tensiunea medie la bornele circuitului rotoric al maşinii electrice, în funcţie de unghiul de comandă α.

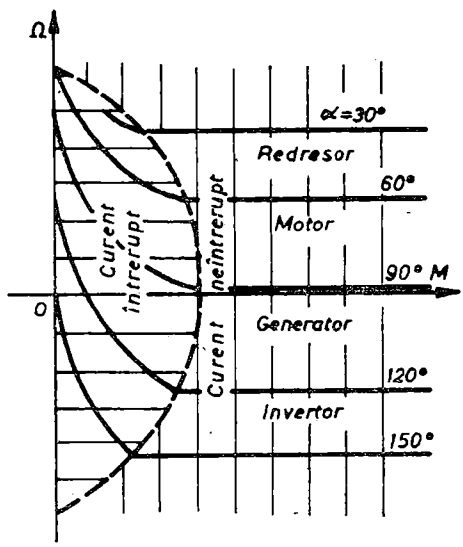


Fig. 6—33. Caracteristicile mecanice ale instalaţiei din fig. 6—31 în funcţie de unghiul de comandă α.

Schema trifazată cu tiristoare şi redresoare monoalternanţă studiată anterior poate funcţiona în regim de invertor numai în instalaţiile de ridicat (cuplu static potenţial). Dacă cuplul static ar fi însă de natură reactivă, deci maşina electrică avînd sens de rotaţie ireversibil pentru acelaşi sens de acţiune al cuplului electromagnetic dezvoltat, regimurile de generator — invertor ar fi posibile fie prin inversarea legăturilor la excitaţie, fie la periile rotorului recurgînd la un contactor.

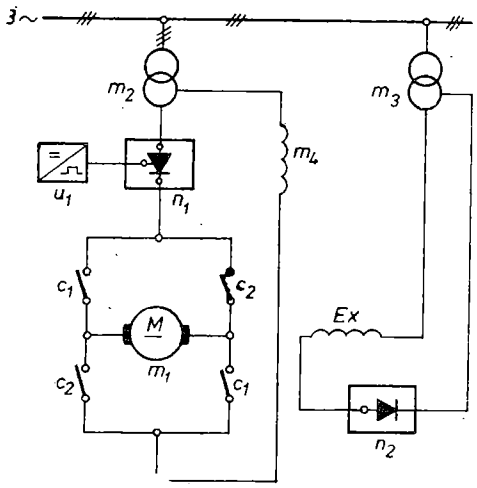


Fig. 6—34. Instalație în patru cadrane alimentată de la mutatorul *n1* în două cadrane: *m1* — rotorul mașinii de curent continuu cu excitație independentă *Ex*; *m2*, *m3* — transformatoare trifazate; *n2* — redresor pentru înfășurarea de excitație; *u1* — bloc de comandă pe poartă; *c1*, *c2* — contacte normal deschise.

În figura 6—34 este redată schema unei instalații de ultimul tip, cu invertor în circuitul rotoric, care poate funcționa în patru cadrane ale planului ΩOM.

Funcționarea succintă este următoarea: fie *n1* un mutator ce furnizează tensiune continuă modificabilă, de tipul celui din figura 6—31. La oprire $\alpha = 90°$, deci $\cos\alpha = 0$, tensiunea redresată fiind nulă. Se închid contactele *c1* și se ridică apoi treptat valoarea tensiunii prin micșorarea unghiului de comandă. Turația nominală n_N trebuie atinsă pentru $\alpha \in (0°, 90°)$; cînd aceasta s-a atins, motorul poate funcționa un timp nedefinit la această turație (α se păstrează constant). Procesul de frînare începe modificînd unghiul α la 90° și apoi de exemplu la 150°. Mutatorul *n1* furnizează o tensiune ridicată, de polaritate inversă. Curentul se stinge repede prin rotor, neputîndu-și schimba sensul de circulație. Se deschid contactele *c1*, cînd acestea nu sînt parcurse de curent, și se închid contactele *c2;* nici acestea nu sînt străbătute de curent. În circuitul rotoric tensiunea medie redresată aplicată la perii și tensiunea contraelectromotoare au semne diferite.

Printr-o dimensionare potrivită, tensiunea medie furnizată de mutator inițial este mai mare. Ar trebui să apară un curent în sensul de blocare al ventilelor, ceea ce nu este posibil. Cum s-a precizat anterior, curentul rotoric se anulează, deci și cuplul electromagnetic. La cuplu static rezistent de natură reactivă, sistemul de acționare se va decelera progresiv pînă la oprire, fără să intervină frînarea electrică. Acest lucru nu este dorit, iar contactele *c2* se găsesc inutil închise. Pentru a se trece la regimul de funcționare de generator recuperativ, trebuie redusă tensiunea de la ieșirea mutatorului *n1* sub tensiunea contraelectromotoare a mașinii. Curentul va circula prin invertorul *n1* în același sens, dar prin rotor în sens contrar funcționării sale anterioare ca motor. Printr-o comandă pe poartă corespunzătoare, va intra în conducție faza din secundarul transformatorului *m2*, care are tensiunea negativă cea mai mare în valoare absolută în momentul respectiv.

În consecință, frînarea recuperativă va avea loc prin reducerea unghiului de comandă α de la 150° la 90°. De menționat că diferența pozitivă între tensiunea contraelectromotoare a mașinii electrice si tensiunea de la ieșirea mutatorului *m1* nu trebuie să conducă la depășirea curentului de frînare admis. Deoarece însă odată cu scăderea turației, tensiunea contraelectromotoare scade, va trebui ca tensiunea la ieșirea mutatorului să fie redusă în mod gradat, prin modificarea corespunzătoare a unghiului de comandă, astfel ca să se mențină o diferență pozitivă de tensiune potrivită pînă la oprirea mașinii.

În anumite sisteme de acționare electrică se pretinde ca mașina electrică să poată funcționa în patru cadrane, adică în regim de motor în ambele sensuri posibile, bidirecțional (cadranele 1 și 3 ale planului ΩOM), în regim de generator recuperativ de asemenea în ambele sensuri (cadranele 2 și 4 ale aceluiași plan). O funcționare de acest gen se cere, de exemplu, la acționarea cajelor principale ale laminoarelor reversibile. În plus, se pretinde eliminarea contactelor mecanice. Într-o atare situație se recurge — în domeniul instalațiilor cu mutatoare trifazate cu redresarea unei singure alternanțe — la diferite scheme. Una din ele este denumită *montajul paralel în opoziție** (fig. 6—35). Caracteristic acestei scheme este utilizarea a două grupe de cîte trei tiristoare, care sînt în paralel dar cu sensuri opuse de conducere a curentului, cît și un singur transformator DZ_0.

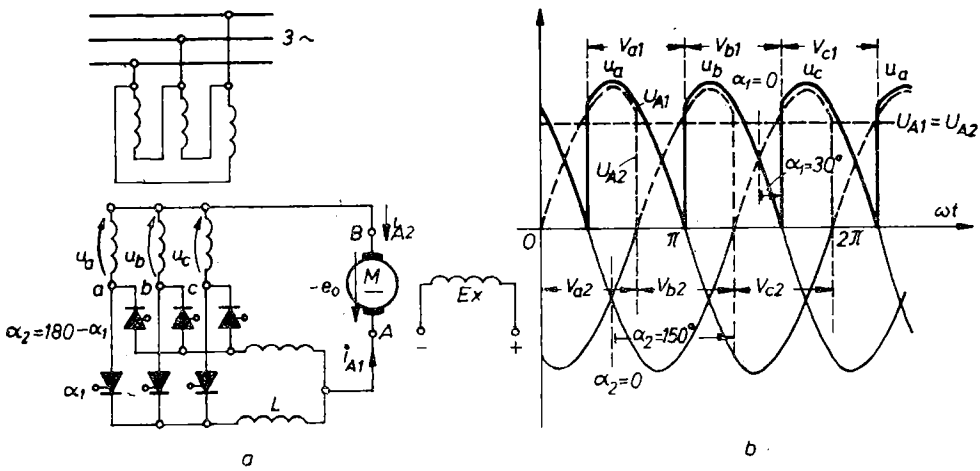


Fig. 6—35. Montajul paralel în opoziție:

a — schema; *b* — formele de undă ale tensiunilor (s-a considerat $\alpha_1=30°$; $\alpha_2=150°$).

Un tiristor arbitrar din grupul inferior de tiristoare (fie ele V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}), conduce curentul i_{A1} în sensul AB cu o întîrziere la aprindere α_1 față de momentul comutației naturale (cînd tensiunea instantanee secundară respectivă de fază devine mai mare în raport cu celelalte două), indicat pentru faza *c* în figura 6—35, *a* prin $\alpha_1=0$.

Tiristoarele din celălalt grup conduc curentul i_{A2} în sensul BA prin circuitul rotoric al motorului; ele funcționează cu o întîrziere α_2 față de momentul cînd tensiunea respectivă de fază devine inferioară celorlalte tensiuni de fază. În cazul concret al tiristorului din grupul superior de tiristoare, de pe faza *c*, tensiunea în sensul de conducție de la bornele tiristorului va fi $u_a - u_c$ (cînd este blocat tiristorul fazei *a*, V_{a2}) sau $u_b - u_c$ (cînd este blocat tiristorul fazei *b*, V_{b2}). Condiția necesară ca tiristorul fazei *c*, V_{c2}, să treacă în conducție și să preia trecerea curentului i_{A2} este ca impulsul pe poartă să fie aplicat cînd $u_{Vc2}>0$, adică pentru $u_c<u_a$ (V_{a2} blocat) sau $u_c<u_b$ (blocat V_{b2}). De

* Denumită uneori impropriu, antiparalel.

aici rezultă că tiristorul V_{c2} nu poate trece în conducție decît dacă tensiunea u_c este inferioară fie față de u_a, fie față de u_b. Aceasta corespunde momentului $\alpha_2=0$ (fig. 6—35, *b*).

La ieșirea celor două grupe de tiristoare, tensiunile instantanee trebuie să aibă aceeași valoare medie, ceea ce se realizează numai dacă este îndeplinită condiția $\alpha_1+\alpha_2=180°$.

Instalațiile cu mutatoare trifazate monoalternanță, deși mai simple, prezintă dezavantajul comun al unor curenți periodici pulsatorii în fazele secundare. Aceștia provoacă o componentă continuă care produce fluxuri ce pot satura miezul magnetic al transformatorului de alimentare. Se recurge de aceea în practică la instalații cu mutatoare trifazate bialternanță.

6.4.2.2. Mutatoare trifazate bialternanță

În secundarul trifazat al unui transformator sau direct la rețeaua trifazată se poate conecta una din punțile redresoare din figura 6—36, denumite în ansamblu *punți trifazate duble*. Puntea din schema 6—36, *a* nu poate fi comandată, fiind formată din 6 diode redresoare semiconductoare. Puntea semicomandabilă din schema 6—36, *b*, la care o jumătate este echipată cu tiristoare, iar cealaltă cu diode, nu poate funcționa în regim de invertor, ca și puntea din schema 6—36, *a*, datorită ventilelor necomandate.

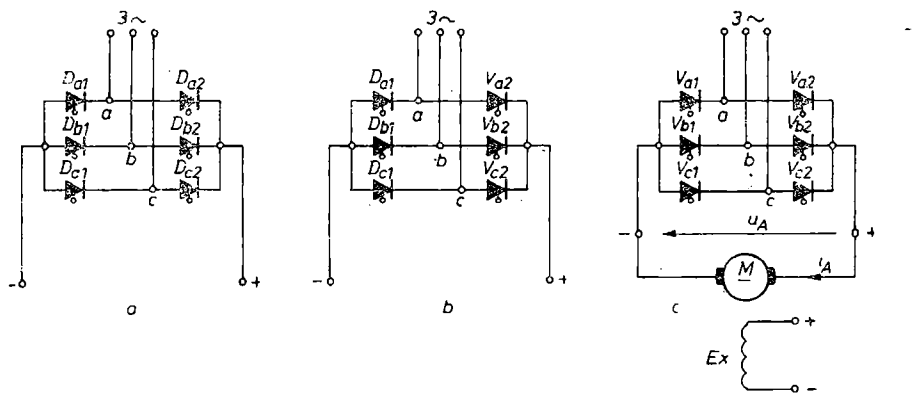


Fig. 6—36. Punți trifazate duble cu redresarea ambelor alternanțe:

a — punte necomandabilă; *b* — punte semicomandabilă (asimetrică); *c* — punte complet comandabilă.

Se consideră puntea trifazată complet comandabilă (fig. 6—36, *c*). Tiristoarele primesc impulsuri de aprindere la intervale $\pi/3$ rad. el. în succesiunea V_{a2}, V_{c1}, V_{b2}, V_{a1}, V_{c2}, V_{b1}, V_{a2} etc. În permanență se află în conducție simultană, pe faze diferite, cîte un tiristor din grupul din dreapta (V_{a2}, V_{b2}, V_{c2}) și unul din grupul din stînga (V_{c1}, V_{b1}, V_{c1}). În figura 6—36, *c* conduc simultan tiristoarele V_{a2} și V_{b1}. Tensiunea u_A de la bornele rotorului egalează tensiunea secundară între faze $u_{ab}=u_a-u_b$ pînă cînd trece în conducție tiristorul următor, adică V_{c1}. Din acest moment tensiunea de linie $u_{ac}=u_a-u_c$ devenind mai mare, curentul își schimbă traseul, trecînd în continuare prin

tiristoarele V_{a2} și V_{c1}. Apoi se trece în conducție tiristorul V_{b2}, care preia curentul de la tiristorul din aceeași grupă V_{a2}; tensiunea u_A va fi egală cu u_{bc}, curentul trecînd prin tiristoarele V_{2b} și V_{c1} etc. Pentru un unghi de întîrziere la aprindere $\alpha=(\pi/4)$ rad $=45°$ s-au trasat în figura 6—37 formele de undă ale tensiunilor, corespunzătoare schemei 6—36, *c*. S-a scos în evidență momentul $\alpha=0$, cînd u_{ab} devine superioară celorlalte tensiuni de linie, care se ia drept referință a întîrzierii la aprindere a tiristorului V_{a2}.

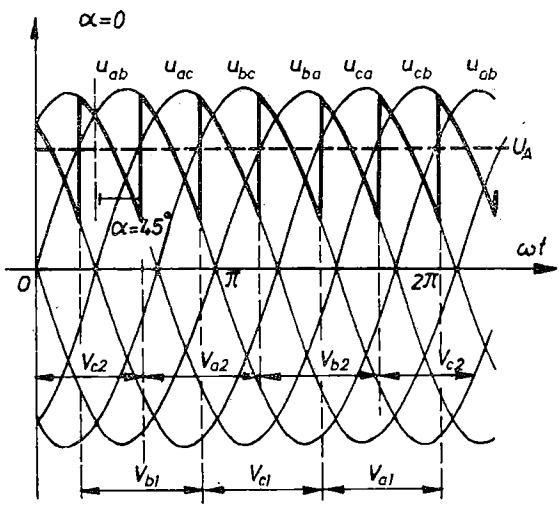


Fig. 6—37. Formele de undă ale tensiunilor punții trifazate complet comandabile din figura 6—36, *c* ($\alpha=45°$).

Se reține că puntea dublă trifazată permite obținerea unei tensiuni redresate cu 6 pulsuri într-o perioadă a tensiunilor de alimentare. Curentul care trece prin liniile de alimentare de la rețea, de exemplu linia ce ajunge la punctul *a*, are un sens cît timp conduce tiristorul V_{a2} și sens contrar cînd conduce tiristorul V_{a1}. Deci acești curenți sînt alternativi, fără componentă continuă, ceea ce constituie un avantaj în utilizarea transformatorului de alimentare. Puntea dublă trifazată poate funcționa și în regim de invertor pentru $\alpha\in(90°, 180°)$. Ea se poate preta și la combinații paralel în opoziție, pentru realizarea funcționării în cele patru cadrane ale planului caracteristicilor mecanice.

Cea mai mare tensiune continuă redresată se atinge pentru $\alpha=0$; valoarea sa medie scade pe măsura creșterii lui α, pînă ce la 90° se anulează. Solicitarea cea mai mare a tiristoarelor apare la $\alpha=90°$ datorită tensiunii inverse mari.

Impulsurile de aprindere decalate la cîte 60° sînt produse de aparate formatoare de impulsuri, tranzistorizate.

6.5. ACȚIONĂRI CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE ÎN SERIE

Particularitățile motorului de curent continuu cu excitație în serie (cuplu mare de pornire; putere absorbită practic constantă într-o mare gamă de viteze; micșorarea tensiunii nu determină scăderea cuplului etc.) îl face propice pentru acționarea vehiculelor. În tracțiunea electrică feroviară, motorul de curent continuu cu excitație în serie este folosit aproape exclusiv pe locomotivele alimentate în curent alternativ *monofazat*, de frecvență industrială.

Redresorul monofazat în punte de pe locomotivă alimentează motorul cu o tensiune, care pe lîngă componenta continuă, are un bogat conținut de armonici pare, dintre care armonica a 2-a este cea mai importantă. Spectrul de armonici ale curentului este cu atît mai sărac, cu cît este mai mare inductivitatea circuitului. Componenta alternativă a curentului de excitație de-

termină o variație a fluxului inductor, care induce în secțiile rotorului scurt-circuitate de perii (în procesul de comutație) tensiuni electromotoare de tip „transformatoric" inexistente la motoarele excitate cu flux constant. Aceste tensiuni creează dificultăți comutației, care se face cu scîntei la colector, deoarece polii de comutație sînt ineficienți pentru anularea lor, tensiunile induse „prin rotație" de fluxul acestor poli fiind defazate cu $\frac{\pi}{2}$. Netezirea completă a curentului prin înfășurarea de excitație, deci a fluxului, prin utilizarea unor bobine de aplatizare de reactanță foarte mare ar duce la gabarite și costuri prohibitive. Din acest motiv, curentul de excitație poate fi menținut practic constant, dacă se deviază componenta alternativă a curentului printr-un rezistor de șuntare, conectat permanent în paralel cu înfășurarea de excitație serie (fig. 6—38, *a*). Este evident că la flux de excitație constant, armonicile superioare ale curentului rotoric nu produc cuplul util,

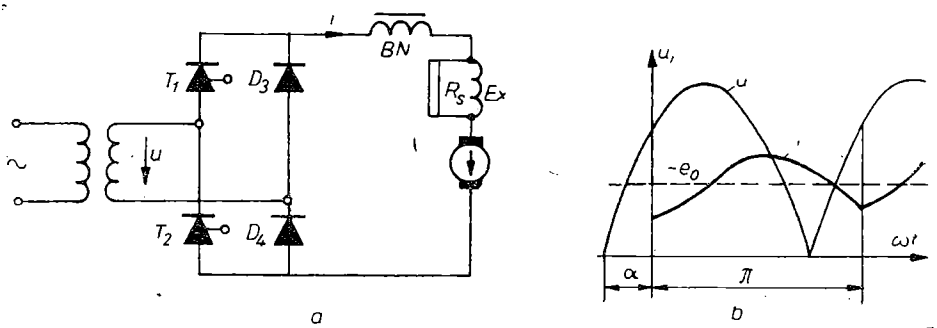


Fig. 6—38. Motorul cu excitație serie alimentat de o punte semicomandată (*a*) și diagrama de variație a curentului neîntrerupt (*b*).

ci doar o încălzire suplimentară a înfășurării, orice diminuare a lor fiind salutară. Considerente tehnico-economice justifică necesitatea unei bobine de aplatizare în serie cu motorul, cu o reactanță care să micșoreze amplitudinea armonicii a 2-a la 30% din componenta continuă a curentului motorului, iar micșorarea acestei amplitudini în curentul de excitație pînă la 3%, revine rezistorului de șuntare*.

Tensiunea variabilă de alimentare a motorului cu excitație în serie poate fi obținută în două moduri:

— prin intermediul unui autotransformator reglabil, care alimentează un redresor necomandabil (cu diode);

— cu alimentare în alternativ la tensiune fixă și redresor cu tiristoare.

Caracteristicile mecanice ale motorului cu excitație în serie alimentat de la redresorul monofazat au aceeași alură ca și la alimentarea de la o sursă de tensiune continuă, dar sînt mai căzătoare (mai moi). Determinarea exactă a acestora întîmpină dificultăți din cauza ecuațiilor transcendente ce intervin la calculul curentului, chiar în regim neîntrerupt. În ipoteza unui motor

* Există și motoare de tracțiune serie alimentate de la redresor fără bobine de netezire și fără șunt la excitație; armonicile superioare ale curentului acestui motor cu armonicile fluxului dau cuplul util la fel ca la motorul monofazat cu colector, dar comutația, ca și la acesta, este dificilă.

nesaturat, cu neglijarea comutației redresorului, variația în timp a curentului în regim neîntrerupt (fig. 6—38, *b*) este dată de relația:

$$i=\frac{\sqrt{2}U}{R}\left[\cos\varphi\sin(\omega t-\right.$$

$$-\alpha-\varphi)+$$

$$\left.+\frac{2\cos\varphi\sin(\alpha-\varphi)}{e^{-\frac{\pi}{tg\,\varphi}}}e^{-\frac{\omega t}{tg\,\varphi}}\right]-$$

$$-\frac{e_0}{R} \qquad (6-20)$$

în care α este unghiul de comandă al tiristoarelor; $\varphi=\text{arctg}\,L/R$, L și R fiind inductivitatea și rezistența echivalentă a circuitului, iar e_0 — tensiunea electromotoare. *Caracteristicile mecanice*, în unități relative și domeniul de comandă pentru funcționarea în regim neîntrerupt sînt arătate în figurile 6—39 și 6—40. Mărimile relative utilizate sînt următoarele:

$$\nu=\frac{\Omega}{\Omega_{bază}}=\frac{\Omega}{k\Phi_{bază}};$$

$$\Phi_{bază}=kI_{bază};$$

$$I_{bază}=\frac{\sqrt{2}U}{R},$$

$$\mu=\frac{M}{M_{bază}}=\frac{M}{k\Phi_{bază}\ I_{bază}}.$$

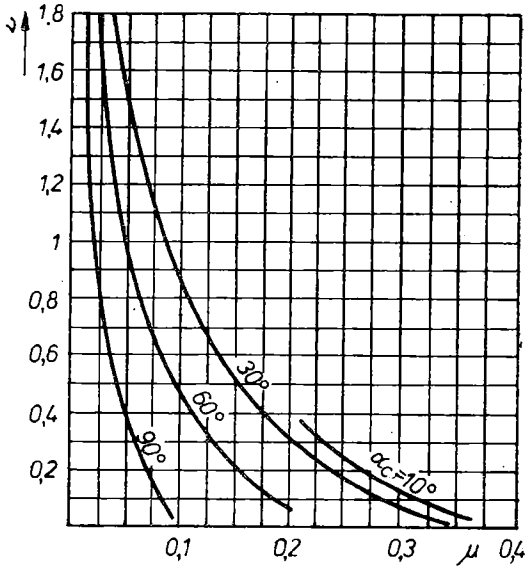


Fig. 6—39. Caracteristicile mecanice în regim neîntrerupt (punte semicomandată).

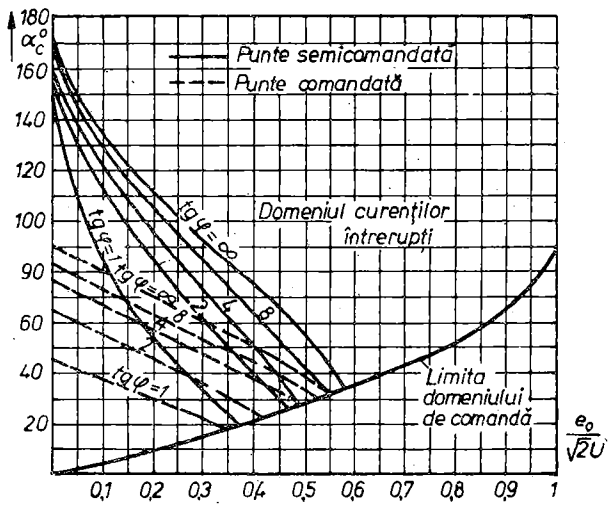


Fig. 6—40. Limitele domeniului curenților neîntrerupți.

Regimul de curent întrerupt trebuie evitat, deoarece la o creștere a cuplului de sarcină, pentru a obține o aceeași creștere a valorii medii a cuplului motor ca și în domeniul de curent neîntrerupt, este necesară o creștere considerabilă a impulsurilor de curent. Pentru aceasta, tensiunea electromotoare și deci viteza unghiulară trebuie să scadă considerabil mai mult decît în regim de curent neîntrerupt. Din această cauză, motorul are funcționare instabilă: la variații neînsemnate ale cuplului rezistent se produc variații mari de turație.

Diversificarea construcției de mașini unelte moderne, cu comandă automată a impus industriei electrotehnice fabricarea unor sisteme de acționare adecvate. În ultimii ani, întreprinderea Electrotehnica a asimilat, pe baza unor proiecte elaborate de I.P.A., o serie de variatoare de turație pentru motoare de curent continuu, cu puteri cuprinse între 1,5 și 100 kW și domenii de reglare a turației, la cuplu constant, între 1:5 și 1:100. Acționările cu motoare de curent continuu cu inerție redusă (cu înfășurări imprimate) cu puteri cuprinse între 1,5 și 5 kW asigură un domeniu de reglare de 1:1 000 respectiv 1:3 000. Caracteristicile variatoarelor de turație fabricate de Electrotehnica sînt date în anexa IX. Majoritatea acestor acționări sînt reversibile, cu frînare recuperativă. Utilizarea lor permite eliminarea totală sau parțială a transmisiilor mecanice (reductoare, cutii de viteză, variatoare mecanice de turație) a căror întreținere este costisitoare. Turația impusă motorului de acționare se păstrează automat la valoare constantă, în condiții de variație simultană a tensiunii rețelei ($\pm$ 10%), a frecvenței rețelei ($\pm$4%) și a cuplului rezistent (de la 10 % la 100% din cuplul nominal) cu o precizie de 0,5 — 1% la turația maximă și de 2,5—5% la turația minimă.

În construcția variatoarelor s-a adoptat principiul *modular*. Tiristoarele și diodele de putere, împreună cu siguranțele ultrarapide de protecție la supracurenți, cu grupul *RC* de protecție la supratensiuni și cu transformatoarele de impulsuri formează module interșanjabile. Circuitele electronice de comandă și reglare sînt fixate pe plăci cu circuite imprimate. Plăcile echipate, conectate prin intermediul cuplelor, sînt introduse în sertare rabatabile. Toate elementele componente ale variatorului sînt fixate pe un cadru metalic, pe care sînt dispuse de asemenea șiruri de cleme de alimentare și de conectare a legăturilor la motorul de acționare și la elementele de comandă exterioară. Aspectul exterior al variatoarelor V1. 3 și V3.2 M este arătat în figura 6—41. Motoarele destinate funcționării la turații mici au ventilație forțată, iar cele cu reglarea turației prin slăbirea cîmpului au o construcție specială.

Fig. 6—41. Variatoarele de turație V1.3, V3.2M și motorul cu rotor disc de 1,5 kW și tahogenerator încorporat.

6.6.1. Variatoare monofazate

Variatorul V 1.3 alimentează un motor cu excepție independentă de 2,2 kW, 110 V destinat acționării pietrei alimentatoare a mașinilor de rectificat fără

centre. Convertorul reversibil este alimentat de un transformator monofazat cu punct median și constă din două redresoare comandabile, în opoziție, *cu curent de circulație* (fig. 6—42). Înfășurarea de excitație a motorului se alimentează de la o punte monofazată cu diode. În funcție de modul de comandă asigurată de dispozitivul de comandă pe grilă unificat DCG—3, unul din grupurile de tiristoare V_1, V_2, respectiv V_3, V_4 funcționează ca redresor, iar celălalt ca invertor, ambele grupuri funcționează *concomitent*. În acest fel, între redresor și invertor apare un curent de circulație, limitat de bobinele cu miez de fier *k1* și *k2* spre deosebire de convertoarele reversibile fără

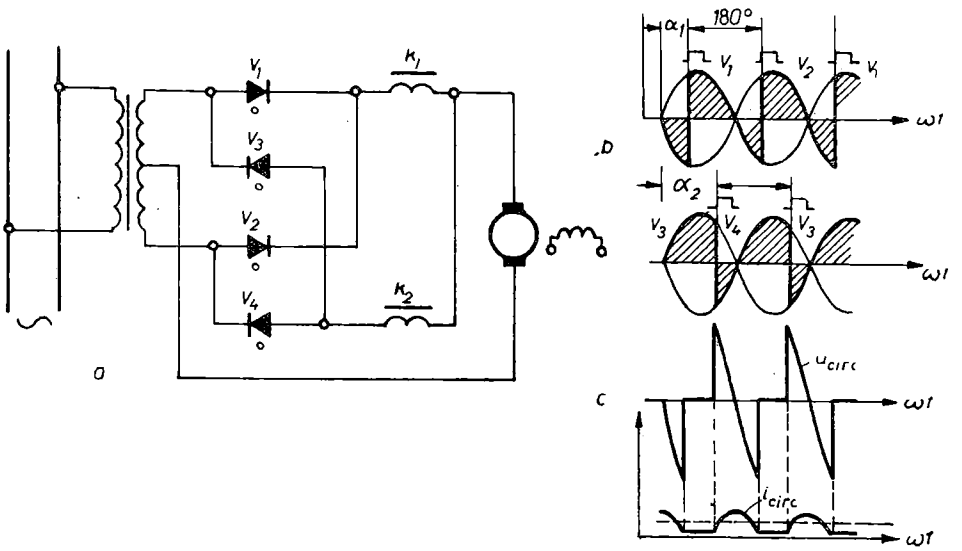


Fig. 6—42. Convertorul reversibil, cu curent de circulație al variatorului V1.3(*a*), diagramele tensiunilor redresate de cele două grupuri de tiristoare (*b*) și diagramele tensiunii și curentului de circulație (*c*).

curent de circulație, la care un grup de tiristoare lucrează, iar celălalt este blocat. Fiecare grup de tiristoare *A* și *B* este comandat cu un unghi care să asigure aceeași tensiune medie redresată, de exemplu $\alpha_A=60°$, $\alpha_B=120°$, respectîndu-se condiția $\alpha_A+\alpha_B=180°$. Curentul de circulație i_{circ} apare din cauza diferenței u_{circ} dintre valorile momentane ale celor două tensiuni redresate de valori medii egale (fig. 6—41, *b*). Această diferență, de formă alternativă, creează un curent pulsatoriu, a cărui amplitudine depinde de unghiul de comandă, fiind maximă la $\alpha=90°$.

Pentru un anumit sens de rotație a motorului (de exemplu, dreapta) grupul *A* de tiristoare (V_1 și V_2) funcționează ca redresor activ cu un unghi de comandă $\alpha_A<90°$ (fig. 6—43) tensiunea medie redresată fiind mai mare decît tensiunea electromotoare, mașina funcționează în regim de motor. Prin acest redresor, circulă suma dintre curentul motorului i_M și curentul de circulație i_{circ}. Grupul *B* de tiristoare (V_3 și V_4) este comandat cu $\alpha_B>90°$, deci lucrează în regim de invertor (pasiv) și este parcurs doar de curentul de circulație. Dacă turația motorului are tendința să crească, ca urmare a scăderii sarcinii, sau dacă se dă comandă de micșorare a turației sau de oprire, tensiunea electromotoare devine mai mare ca tensiunea medie redresată ($e_0>U_{d\alpha}$), curentul rotoric se anulează și schimbîndu-și sensul, trece prin grupul invertor *B*

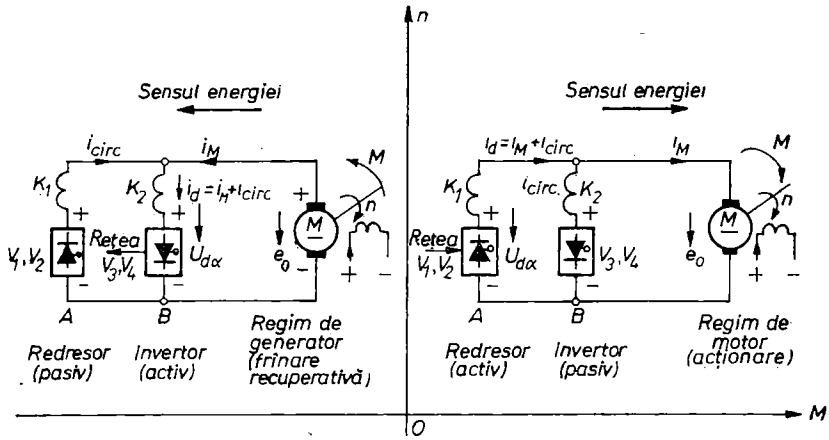


Fig. 6—43. Funcționarea convertorului în primele două cadrane.

(V_3, V_4), care devine activ, iar redresorul A (V_1, V_2) devine pasiv (parcurs fiind doar de curentul de circulație). La funcționarea cu alt sens de rotație, printr-o comandă adecvată grupul de tiristoare care fusese redresor ($\alpha < 90°$) devine invertor ($\alpha > 90°$) și invers. Trecerea grupului de tiristoare din stare activă (parcurse de curentul motorului) în stare pasivă (parcurse doar de curentul de circulație), ca și regimul energetic al mașinii de acționare (motor sau generator), depinde deci de jocul valorilor absolute $U_{d\alpha_1} = -U_{d\alpha_2}$ și $e_0 = k\Phi_0\Omega$.

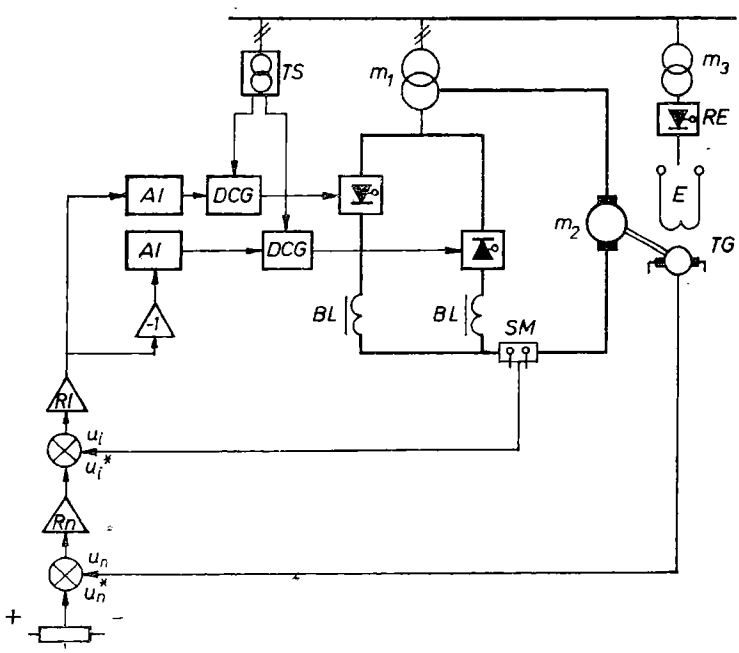


Fig. 6—44. Schema-bloc a sistemului de reglare automată a variatorului **V1.3**:
m_1 — transformator principal; m_2 — motorul de acționare; m_3 — transformator de excitație; *TS* — transformator de sincronizare; *DCG* — dispozitiv de comandă pe grilă; *AI* — amplificator de intrare; *BL* — bobină de limitare; *SM* — șunt de măsură; *TG* — tahogenerator; *RI*, *RN* — regulator de curent și de turație.

Curentul de circulație produce pierderi suplimentare în înfășurări și în tiristoare, iar bobinele de limitare scumpesc instalația, deși rolul lor este și de netezire a curentului prin motor. Pentru limitarea curentului de circulație, sistemul de comandă limitează unghiul de comandă la $\alpha=30°$ (pentru redresor) și $\alpha=150°$ (pentru invertor). Cu toate acestea, schema reversibilă cu curent de circulație este mai avantajoasă decît schema fără curent de circulație, prin simplitatea comenzii, care nu mai trebuie să blocheze grupurile de tiristoare în concordanță cu sensul de circulație a energiei și prin asigurarea regimului de curent neîntrerupt.

Reglarea turației și a curentului rotoric se face cu două bucle dispuse în cascadă: una de viteză, elementul de măsură fiind un tahogenerator și una de curent, valoarea acestuia fiind dată de un șunt de măsură (fig. 6—44). Valoarea impusă a turației se stabilește la un potențiometru.

6.6.2. Variatoare trifazate

Se utilizează următoarele scheme de alimentare:

— cu convertoare reversibile, cu punct median și motoare cu inerție redusă, cu excitație cu magneți permanenți (V 3.2, putere 1,5...5,5 kW);

— cu convertor nereversibil, în punte trifazată și contactoare de sens în rotor (V 3.3, putere 5,5...15 kW);

— cu convertor nereversibil în punte trifazată complet comandabilă, contactoare de sens în rotor și redresor monofazat comandat, în punte, nereversibil, pentru reglarea excitației (V 3.4, putere 15...30 kW);

— cu convertor nereversibil în punte trifazată complet comandabilă și redresor monofazat reversibil, pentru reglarea fluxului și schimbarea sensului de rotație (V 3.5, putere 55 kW);

— cu convertor nereversibil în punte trifazată, semicomandabilă (V 3.6, nereversibil, putere 15...100 kW). Caracteristicile tehnice ale variatoarelor sînt date în tabelul din anexa IX.

Variatorul V 3.2 are o schemă de alimentare a motorului identică cu cea din figura 6—35, *a*, cu singura diferență că transformatorul (Dz_0) are în secundar conexiunea zigzag, pentru a evita, așa cum s-a mai spus, premagnetizarea miezului de către componenta de curent continuu a curentului. Pentru asigurarea calităților dinamice impuse de acționarea avansurilor cu răspuns rapid al mașinilor unelte cu comandă numerică, motorul de curent continuu este în execuție cu rotor disc, cu circuite imprimate, care îi asigură o inerție foarte mică. (Variatorul V 3.2 MV alimentează un motor cu inerție redusă cu rotor cilindric). Excitația acestui motor este asigurată de magneți permanenți; pentru evitarea demagnetizării polilor de către reacția indusului, la șocuri de curent de pînă la 10 I_N, motorul are și o înfășurare auxiliară serie. Convertorul lucrează cu curenți de circulație limitați la valori admisibile de către bobine de reactanță, care au și rol de netezire a curentului motorului. Pentru un anumit sens (de rotație) o grupă de tiristoare (o stea) este comandată în regim redresor (90°), iar cealaltă în regim invertor (90°) unghiurile de comandă respectă relația $\alpha_A+\alpha_B=180°$. Trecerea motorului în regim generator la frînarea cu recuperare, apare, ca la schema monofazată, cînd $U_{d\alpha}<e_0=k\Phi_0\Omega$, situație în care redresorul devine pasiv iar invertorul, activ. Pentru schimbarea sensului de rotație este necesar ca steaua care lucrase ca redresor să fie comandată ca invertor și invers. Reglarea turației, a curentului rotoric și a curentului de circulație se face cu bucle închise dispuse în cascadă,

măsurîndu-se curentul fiecărei grupe de tiristoare cu ajutorul unor traductoare de curent. Turația de lucru se poate regla continuu în limitele 3... 1 000 rot/min. Turația de 3 000 rot/min (necesară la poziționare) se obține prin comutarea prizelor la transformatorul de alimentare. Variatoarele V 3.2 M și V 3.2 MV, cu performanțe superioare, au domeniul turațiilor de lucru extins la 3 000 rot/min, iar prizele înfășurării secundare a transformatorului, ca și contactoarele de comutare sînt eliminate. Schema-bloc a sistemului de comandă automată a variatorului V 3.2 este dată în figura 6—45. Plăcile electronice de comandă și reglare, în afară de dispozitivele de comandă pe grilă sînt echipate cu amplificatoare operaționale integrate.

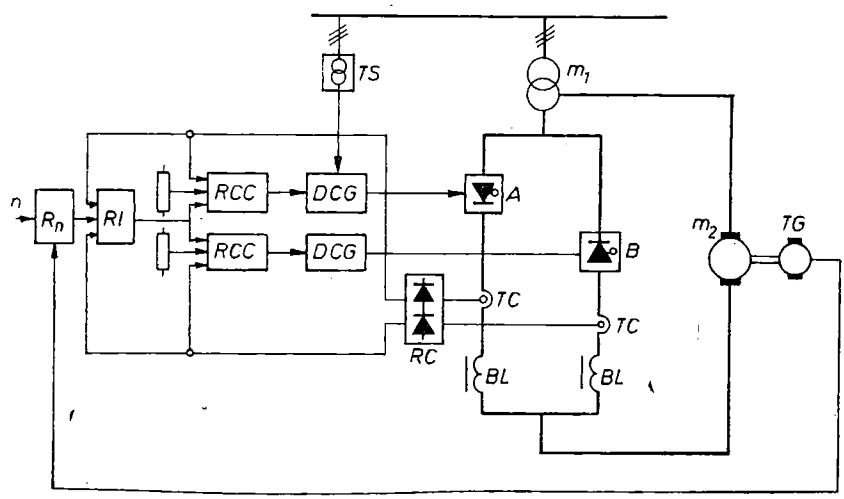


Fig. 6—45. Schema-bloc a sistemului de reglare automată a variatorului V3.2:

TS — transformator de sincronizare; m_1 — transformator de alimentare; m_2 — motor de acționare cu inerție redusă; *TC* — traductor de curent; *DCG* — dispozitiv de comandă pe grilă; *BL* — bobină de limitare; R_n, *RI*, *RCC* — regulator de turație, curent și curent de circulație.

Variatorul V 3.3 este destinat acționărilor reversibile pentru avansul mașinilor de frezat și pentru unele mașini unelte speciale. Domeniul de variație a turației, de 1:100, la cuplu constant, este obținut prin modificarea tensiunii rotorului, turațiile fiind cuprinse între 2 000 și 3 000 rot/min. Variatorul de turație este reversibil, convertorul trifazat în punte complet comandabilă poate funcționa atît ca redresor, cît și ca invertor, în cazul frînării cu recuperare. Schimbarea sensului de rotație a motorului se face cu contactoare în rotor la fel ca în figura 6—34. Frînarea recuperativă la conectarea inversă a rotorului intervine rapid, curentul de frînare se stabilește rapid, iar valoarea limită a acestuia este menținută automat. Timpul mort de 100... 150 ms care se datorește comutării contactoarelor nu prezintă importanță în exploatare.

Variatorul V 3.4 intră în schemele de acționare electrică a arborelui principal la mașini de alezat și frezat, strunguri revolver și alte tipuri de mașini unelte. Motorul de curent continuu este comandat prin variația tensiunii date de un convertor în punte trifazată complet comandabilă, într-un domeniu de 1:5 (la cuplu constant) și prin slăbirea cîmpului cu ajutorul redresorului

monofazat în punte, semicomandabilă, conectat în circuitul de excitație, care asigură un domeniu de reglare de 3:1, la putere constantă. Reversarea motorului se face cu contactoare în circuitul rotoric (vezi fig. 6—34). Variatorul V 3.4 diferă de V 3.3 numai prin existența circuitului de reglare automată a fluxului de excitație.

Variatorul V 3.5 este destinat acționării arborelui principal la strungurile carusel cu diametrul mesei rotative de 2 000....3 200 mm. Reversarea turației și frînarea recuperativă se face printr-un convertor monofazat reversibil cu curent de circulație care alimentează circuitul de excitație și asigură și slăbirea cîmpului. Motorul de acționare, cu putere de 55 kW și turația nominală de 600...1 500 rot/min are un domeniu de reglare de 1:20 la cuplu constant (variația tensiunii) și 3:1 la putere constantă (prin micșorarea curentului de excitație). Constanța reglării turației este $\pm 0{,}5\%$ la n_{max}, $\pm 1\%$ la n_N și $\pm$ $\pm 3\%$ la $0{,}05\ n_N$ (turația minimă). Din cauza inerției electromagnetice mari a circuitului de excitație, la frînarea cu recuperare există un timp mort de 0,5...1 s, pînă la stabilirea curentului rotoric de frînare, dar la acționările cu moment mare de inerție, cum este cazul strungului carusel, timpul de frînare este mult mai mare decît această pauză.

Variatorul V 3.6 se aplică la acționările nereversibile ale mașinilor de extrudere. Puntea trifazată cu tiristoare se alimentează direct de la rețea, prin intermediul unor bobine de reactanță care limitează armonicile superioare. Turația dorită se fixează la un potențiometru de valoare impusă, pînă la atingerea turației prescrise, cuplul de accelerare este dat de un curent menținut constant la o valoare egală cu $1{,}2\ I_N$, de către un regulator de curent. La o comandă de oprire, regulatorul de turație comandă puntea cu unghiuri mari de întîrziere, trecînd-o în regim de invertor și determină o anulare rapidă a curentului rotorului. În continuare, acționarea este frînată liber, datorită cuplului rezistent la arborele motorului. Motoarele comandate de acest tip de variator au puterile 15, 30, 55, 100 kW, la turații nominale de 800... ...3 000 rot/min. Domeniul de reglare la cuplu constant (prin variația tensiunii rotorului) este de 1:10, cu o constanță a reglării turației de $\pm$ 1% la turație nominală și de $\pm$ 5% la turația minimă.

6.7. REGLAREA VITEZEI PRIN VARIATOARE STATICE DE TENSIUNE CONTINUĂ (CHOPPERE)

Motorul de curent continuu poate fi obligat să funcționeze cu o viteză de rotație reglabilă, de obicei între zero și turația nominală, dacă se alimentează rotorul său cu o tensiune pulsatorie de valoare medie variabilă, obținută de la o sursă de curent continuu. Cum s-a arătat în subcapitolul 5.6 această alimentare discontinuă periodică s-ar putea realiza cu contacte mecanice acționate de came rotite sincron, dar evident că această soluție nu poate fi adoptată în practică din cauza uzurii mecanice a contactelor și a imposibilității de atingere a unor frecvențe mari în această operație.

Pentru a obține o tensiune pulsatorie în trepte rectangulare fără pierderi ar trebui utilizat un dipol înseriat în circuitul rotorului, avînd o variație periodică a rezistenței sale echivalente între două valori discrete, zero și infinit. Un asemenea dipol ar putea fi un contactor static *CS* comandat periodic; schema de principiu ar fi cea din figura 6—46. În aceasta ar consta în fond, funcționarea unui *variator static de tensiune continuă* sau convertor de tensiune continuă — impuls (chopper*).

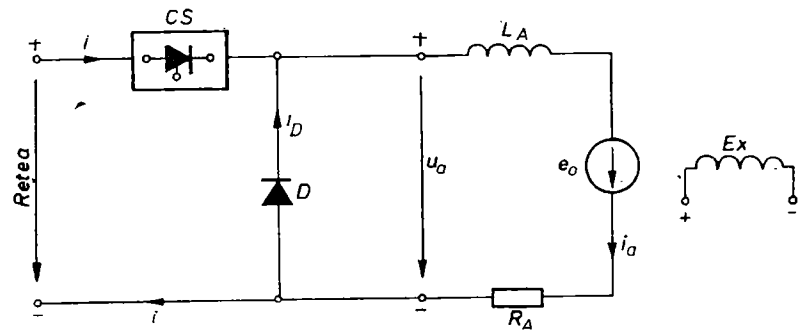
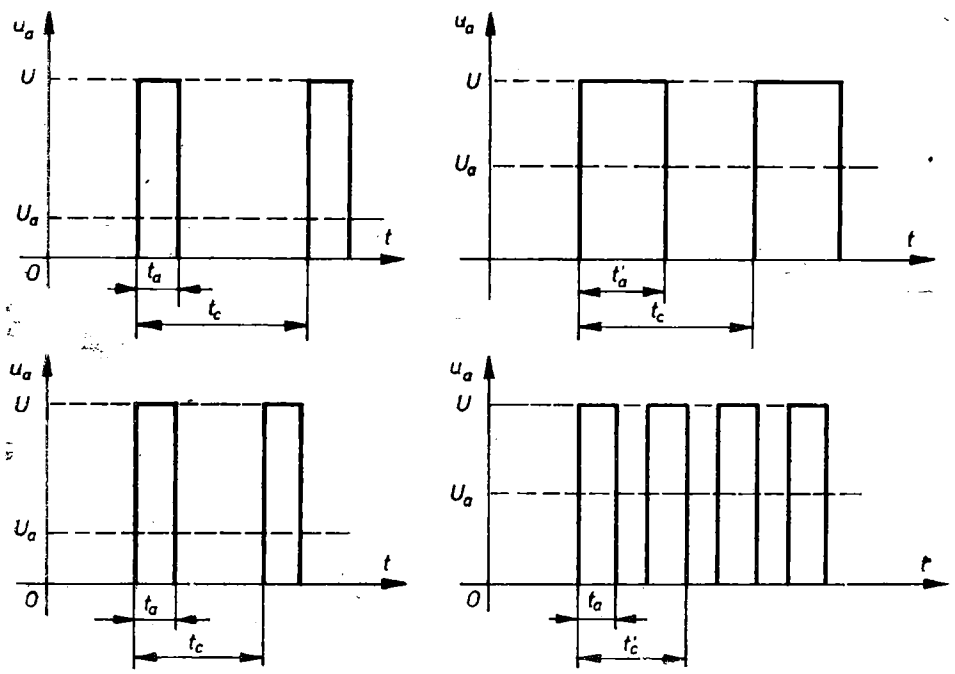


Fig. 6—46. Principiul comenzii printr-un variator static de tensiune continuă a motorului de curent continuu.



Fg. 6—47. Modulația lățimii impulsurilor (t_c= const., t_a variabil) (*a*) și modulația densității impulsurilor (t_a= const.; t_c variabil) (*b*).

* To chop = a reteza, a toca; deși termenii românești indicați anterior prezintă unele inconveniente (tensiunea continuă, prin definiție nu poate varia), este de preferat utilizarea lor în locul denumirilor englezești nejustificate.

Dacă perioada t_c de comandă a contactorului static *CS* se menține constantă, modificîndu-se doar durata activă de conectare t_a a tensiunii la bornele sarcinii (cînd se poate aprecia ca practic nulă căderea de tensiune pe *CS*), se zice că variatorul funcționează cu *modulația lățimii impulsurilor*. Dacă impulsurile sînt de durată constantă, dar de frecvență variabilă, modulația este în *frecvență* sau, cum se mai spune, se modulează *densitatea impulsurilor*. În figura 6—46 sînt ilustrate cele două posibilități de comandă a variatorului.

Variatoarele statice de tensiune continuă se realizează în general cu scheme cu tiristoare comandate periodic, care au un curent de blocare foarte mic în raport cu cel de sarcină nominal, ca și o cădere de tensiune în sensul conducției foarte mică față de tensiunea de alimentare, apropiindu-se deci mult față de contactele ideale. Pentru eliminarea ondulației tensiunii u_a, respectiv a armonicilor sale superioare, se utilizează *bobine de reactanță în serie* sau condensatoare în paralel, prima soluție fiind folosită aproape în exclusivitate la puteri mari.

Tensiunea u_a de la ieșirea variatorului produce un curent în circuitul rotoric. În cursul intervalului t_a curentul crește exponențial, constanta electromagnetică de timp a circuitului fiind

$$T_e=\frac{L_A}{R_a+R}=\frac{L_A}{R_A}, \tag{6—21}$$

unde:

L_A este inductivitatea înfășurării rotorice, inclusiv a bobinei de reactanță;

R_a — rezistența înfășurării rotorice și a bobinei de reactanță;

R — rezistența internă a sursei de alimentare, inclusiv a variatorului;

$R_A=R_a+R$.

Studiul variatorului ideal de tensiune continuă se va face în ipotezele: sursa este de putere infinită ($R=0$); în stare de conducție, rezistența variatorului este nulă și în stare blocată infinită; se trece brusc din starea de conducție în cea de blocare și invers. Se mai presupune constantă tensiune electromotoare indusă în circuitul rotorului:

$$e_0=E_0=-k\Phi_0\Omega, \tag{6—22}$$

ceea ce, la flux de excitație $\Phi_0=$const. se reduce la a considera o viteză de rotație instantanee $\Omega=$const. (moment de inerție axial mare, perioada t_c mică). Parametrii circuitului se consideră constanți. În intervalul de conducție t_a ecuația curentului furnizat de sursă i coincide cu ecuația curentului rotoric $i_a(i=i_A)$, fiind (a se vedea asocierea sensurilor pozitive din figura 6—46),

$$U+R_0=R_Ai_a+L_A\frac{di_a}{dt};\ i_a(0)=I_{a\ min}. \tag{6—23}$$

În intervalul t_c-t_a, cînd este blocat variatorul de tensiune ($i=0$) ecuația curentului rotoric este

$$E_0=R_Ai_a+L_A\frac{di_a}{dt};\ i_a(0)=I_{a\ max}; \tag{6—24}$$

aici originea de timp corespunde expirării intervalului activ t_a. Soluțiile vor fi în ipoteza unui regim stabilizat,

— *în intervalul* t_a *de conducție*

$$i = i_a = \frac{U+E_0}{R_A}\left(1-e^{-\frac{t}{T_e}}\right)+I_{a\ min}.e^{-\frac{t}{T_e}}; \qquad (6-25)$$

— *în intervalul* t_c-t_a

$$i_a = i_D = I_{a\ max}\, e^{-\frac{t}{T_e}}+\frac{E_0}{R_A}\left(1-e^{-\frac{t}{T_e}}\right); \qquad (6-26)$$

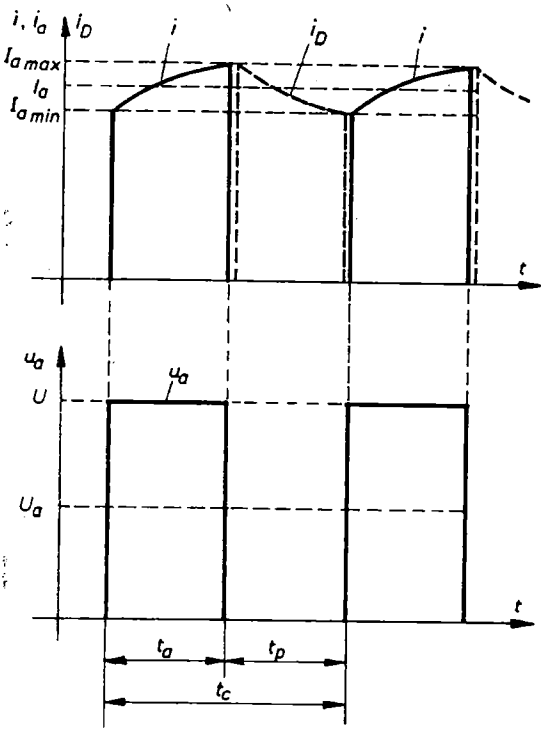


Fig. 6—48. Tensiunea rotorică u_a, curentul furnizat de rețea, curentul i_D prin dioda D.

a se vedea figura 6—48. Așadar, curentul rotoric va varia între două limite, $I_{a\ max}$ și $I_{a\ min}$. Din relația (6—26) rezultă ce condiție trebuie îndeplinită pentru a avea un regim de curent neîntrerupt, prin rotorul motorului. Într-adevăr, făcînd pentru un timp t_{po} ca i_D să se anuleze, rezultă

$$t_{po} = T_e \ln \frac{1-e^{-\frac{\varepsilon t_c}{T_e}}}{1-\gamma}, \qquad (6-27)$$

unde

$$\gamma = \frac{U+E_0}{U} = \frac{U-k\Phi_0\Omega}{U}, \qquad (6-28)$$

iar

$$\varepsilon = \frac{t_a}{t_c} = \frac{t_c-t_p}{t_c} = \frac{t_a}{t_a+t_p}. \qquad (6-29)$$

Ultima mărime adimensională ε mai este denumită și *factor de comandă* (coincide cu durata activă de conectare relativă a tensiunii rețelei de curent continuu la periile rotorului).

Pentru ca motorul alimentat de la variatorul static de tensiune continuă să funcționeze în regim de curent neîntrerupt, trebuie ca $t_{po} > t_p$; în cazul $t_{po} < t_p$, regimul de curent rotoric va fi întrerupt.

Indiferent de faptul că funcționarea variatorului se face prin modulația lățimii impulsurilor ori prin modulația densității impulsurilor, valoarea medie U_a a tensiunii u_a de la periile rotorului (fig. 6—46) va fi:

$$U_a = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} u_a\, dt = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_a} U dt = \frac{t_a}{t_c}\ U = \varepsilon U. \qquad (6-30)$$

Puterea preluată de la sursa de alimentare va fi

$$P = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_a} Ui\, dt = UI, \qquad (6-31)$$

I fiind curentul mediu absorbit de la sursă; dar, în ipotezele de calcul admise, această putere trebuie să egaleze puterea absorbită de rotor, adică

$$P_a = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} u_a i_a \, dt = U_a I_a, \qquad (6-32)$$

U_a, I_a fiind tensiunea rotorică medie, respectiv curentul rotoric mediu.

Din $P = P_a$ rezultă

$UI = U_a I_a = \varepsilon U I_a$

(ținînd seama de relația (6—30), respectiv

$$I_a = \frac{I}{\varepsilon}. \qquad (6-33)$$

Relațiile (6—30) și (6—33) sînt relații similare cu relațiile dintre tensiunile secundară și primară, respectiv dintre curenții secundar și primar de la un transformator monofazat ideal. Din acest motiv, chopperele mai sînt denumite uneori și transformatoare de curent continuu, factorul de comandă ε jucînd rolul raportului de transformare. Spre deosebire de transformatoare, ε nu poate fi decît subunitar.

Valoarea medie a cuplului electromagnetic al motorului, al cărui curent rotoric instantaneu nu variază decît puțin în jurul valorii sale medii I_a, este

$$M = k\Phi_0 I_a. \qquad (6-34)$$

Deoarece tensiunea medie la periile motorului este

$$U_a = k\Phi_0\Omega + R_A I_a = \varepsilon U,$$

rezultă ecuația caracteristicilor mecanice ale motorului $\Omega = f(M)$:

$$\Omega = \frac{\varepsilon U}{k\Phi_0} - \frac{R_A M}{k^2\Phi_0^2}, \qquad (6-35)$$

care posedă viteza medie de funcționare în gol ideală

$$\Omega_0' = \frac{\varepsilon U}{k\Phi_0} = \varepsilon\Omega_0, \qquad (6-36)$$

$\Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_0}$, Ω_0' fiind proporțională cu factorul de comandă ε. Ecuația (6—35) arată că pentru diferiți ε = const. se obține o familie de caracteristici mecanice liniare paralele (fig. 6—49), dacă R_A se menține invariabil.

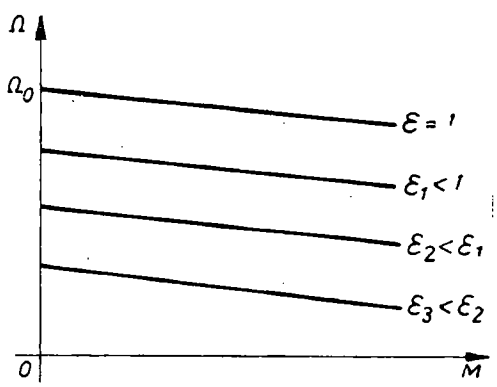


Fig. 6—49. Caracteristici mecanice obținute cu un motor de curent continuu alimentat cu un variator ideal elementar de tensiune continuă (funcționare într-un singur cadran).

Se reține că cele mai importante mărimi caracterizante ale variatorului de tensiune sînt: frecvența (de lucru)

$$f = \frac{1}{t_c}; \qquad (6-37)$$

inductanța totală L_A din circuitul rotoric și variația totală a curentului rotoric, $\Delta I_a = I_{a\,max} - I_{a\,min}$, care se poate arăta că este, aproximativ,

$$\Delta I_a = \frac{U}{R_a}\,\varepsilon\,\frac{t_p}{T_e} = \frac{U\varepsilon(1-\varepsilon)}{L_A f}, \qquad (6-38)$$

cu notațiile deja introduse. Această relație mai arată dependența între variația totală a curentului rotoric de frevență de lucru f, de inductivitatea L_A a circuitului rotoric și de factorul de comandă ε. De obicei $(\Delta I_a / I_{aN})100 = \Delta I_a\% = 10\%$. Pentru a nu avea nevoie de inductivități L_A prea mari, frecvența de lucru este de circa (100...500)Hz, uneori mai ridicată, frecvențe la care pot funcționa numai variatoarele statice (cu tiristoare sau, la puteri mici, tranzistoare de putere). Aceste variatoare au fiabilitate ridicată, neavînd piese în mișcare, deci nici uzură.

Schema unui variator static de tensiune continuă este dată în figura 6—50. T_1 este tiristorul principal, care închide circuitul motorului, iar T_2 un tiristor auxiliar, de putere mai mică, care are rolul de a bloca tiristorul principal. O sursă electronică de mică putere, generează pulsuri de tensiune u_p, de durată t_a variabilă și de perioadă constantă T, cu care se alimentează înfășurarea primară a unui transformator T_r cu două înfășurări secundare. Aceste înfășurări aplică, prin intermediul diodelor D_1 și D_2, semnale de comandă pe porțile celor două tiristoare. Dioda D este necesară preluării curentului rotoric i_a atunci cînd tiristorul T_1 se blochează. Schema mai cuprinde un condensator C și un rezistor R, montate ca în figură, necesare pentru blocarea succesivă a tiristoarelor.

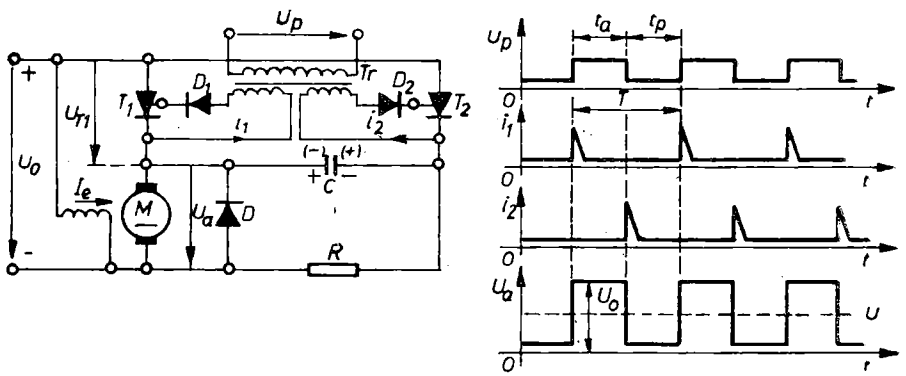


Fig. 6—50. Contactor static cu tiristoare pentru comanda cu impulsuri a unui motor de curent continuu.

Sub influența tensiunii pulsatorii u_p aplicată pe partea primară, în circuitele secundare ale transformatorului T_r se induc impulsuri de curent i_1, respectiv i_2, ori de cîte ori tensiunea u_p crește sau scade brusc. Diodele D_1 și D_2 permit trecerea impulsurilor de curent numai de un anumit sens. În figura 6—50 se arată variația în timp a impulsurilor de curent i_1 și i_2, care se aplică pe porțile celor două tiristoare T_1 și T_2 cu un decalaj în timp egal cu t_a, durata unui puls al tensiunii u_p. În momentul cînd se aplică un impuls de curent pe poarta lui T_1, acesta se deschide și sursa de tensiune constantă U_0 este conectată la bornele circuitului rotoric. În același moment se conectează

la sursa U_0 și condensatorul C, prin intermediul rezistorului R (al cărui rol este de a micșora curentul de încărcare). Polaritatea condensatorului este arătată fără paranteze.

După un timp t_a se aplică impulsul de curent i_2 pe poarta celui de-al doilea tiristor, care se aprinde. Astfel se închide un circuit format de tiristorul T_1, condensatorul C și tiristorul T_2. Condensatorul se descarcă prin acest circuit, pozitivînd puternic catodul primului tiristor și forțînd astfel blocarea acestuia, adică întreruperea curentului debitat de sursa U_0 în înfășurarea rotorică a motorului. Curentul i_a se închide în continuare prin dioda D, care scurtcircuitează motorul. Condensatorul C se încarcă cu polaritate inversă, indicată în paranteză, prin tiristorul T_2 și motor.

După scurgerea pauzei t_p se aplică din nou un impuls de aprindere tiristorului T_1. Sursa este din nou conectată pe motor și cu același timp, prin același circuit T_1 C T_2, condensatorul C se descarcă prin tiristorul T_2, pozitivînd puternic catodul acestuia și blocîndu-l. Cînd T_2 se deschide, condensatorul revine la polaritatea inițială. În continuare fenomenele se repetă.

6.7.1. Funcționarea variatorului de tensiune continuă în mai multe cadrane

În situațiile în care este necesară reversarea motorului, prin modificarea sensului curentului prin indus sau frînarea cu recuperare, este posibil ca printr-o combinație de conexiuni să se obțină diferite polarități ale tensiunii de ieșire a variatorului sau a curentului. Pentru un curent de excitație de același sens, funcționarea în primul cadran corespunde de exemplu, mersului „înainte", în cadranul III mersului „înapoi", pe cînd în cadranele II și IV se schimbă sensul transferului de energie, motorul trecînd în regim de generator.

În figura 6—51, *a* este dată schema de principiu a celui mai simplu variator static de tensiune continuă, care poate funcționa într-un singur cadran. Prin T nu s-a notat un singur tiristor, ci întregul contactor care de regulă, mai cuprinde un tiristor de stingere.

Trecerea curentului prin receptor (în particular rotorul motorului de curent continuu) se poate face numai într-un singur sens, iar polaritatea tensiunii u_a la bornele receptorului nu se poate inversa. Așadar funcționarea se face numai în cadranul I (fig. 6—51, *b*).

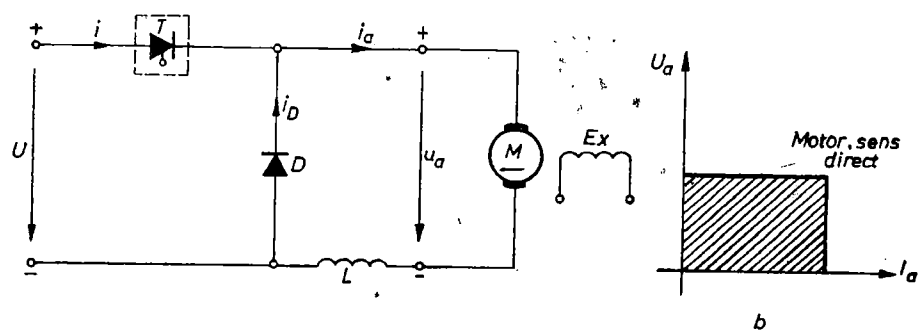


Fig. 6—51. Schema de principiu a unui variator static de tensiune continuă (*a*) și cadranul în care poate funcționa (*b*).

Pentru a obține funcționarea în cadranul II al planului U_a, I_a este suficient să se schimbe locul diodei cu al contactorului ca în figura 6—52. În intervalul t_a cînd tiristorul principal conduce, curentul dat de motorul trecut în regim de generator se închide prin inductivitatea L, care înmagazinează energie. În intervalul $t_p=(1-\varepsilon)t_c$ cînd tiristorul este blocat, această energie este cedată sursei (bateriei de acumulatoare de pildă) recuperîndu-se. Dacă inductivitatea este suficient de mare, se poate considera curentul i_a practic constant, ceea ce înseamnă că printr-o corelare a timpilor t_a și t_p se poate încărca bateria chiar la micșorarea tensiunii electromotoare datorită scăderii turației ca urmare a frînării.

Prin suprapunerea schemelor din figurile 6—51 și 6—52 se obține un variator în două cadrane (I și II) (fig. 6—53). Pentru $U_a>-E_0$, se comandă contactorul T_2 cu impulsuri de o anumită durată și frecvență, curentul prin

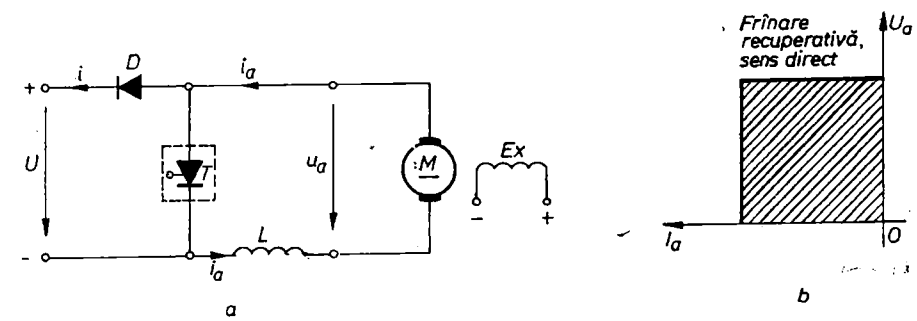


Fig. 6—52. Schema de principiu a unui variator static de tensiune continuă (*a*), funcționînd în cadranul al doilea (*b*).

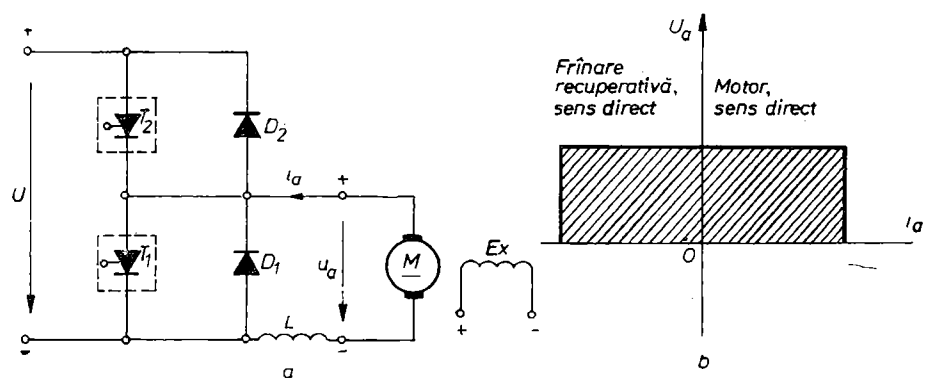


Fig. 6—53. Schema de principiu a unui variator de tensiune continuă, care permite inversarea polarității tensiunii u_a (*a*) și cadranele în care funcționează (*b*).

motor fiind menținut în intervalele de pauză de către dioda de circulație liberă D_1. Pentru a trece la frînare, cînd $U_a<-E_0$, se comandă T_1, curentul de încărcare a bateriei închizîndu-se prin D_2, fenomenul de *recuperare* a energiei decurgînd ca mai sus. Dacă sursa de curent continuu este un redresor, care nu permite inversarea curentului, frînarea recuperativă nu poate avea loc; în acest caz, în locul sursei se conectează un rezistor, care asigură *frînarea dinamică*.

Variatorul cu funcționare în cadranele I și IV (fig. 6—54) permite inversarea polarității tensiunii fără a permite inversarea sensului curentului. Contactoarele T_1 și T_2 se comandă în trepte simultan. Cînd acestea sînt închise, tensiunea aplicată motorului este egală cu tensiunea bateriei U (polaritățile indicate în paranteză); cînd contactoarele sînt blocate curentul motorului se închide prin diodele D_1, D_2 și sursă, pe motor aplicîndu-se tensiunea U (polaritățile indicate fără paranteză). Valoarea medie a tensiunii aplicate motorului U_m, deci funcționarea în cadranele I și IV depinde de raportul ε: dacă $\varepsilon > \frac{1}{2}$, deci $t_a > t_p$, $U_a > 0$ (cadranul I); pentru $t_a = t_p$; $\varepsilon = 1/2$, $U_a = 0$; pentru $t_a < t_p$, deci $\varepsilon < \frac{1}{2}$, $U_a < 0$ (cadranul IV, frînare cu recuperare, dacă sursa permite inversarea curentului).

Variatorul în patru cadrane (fig. 6—55) se poate obține prin suprapunerea a două variatoare în două cadrane. Tiristoarele T_1 și T_3 se comandă concomitent, T_2 și T_4 de asemenea. U_a este pozitiv dacă, comandînd pe T_1 și T_3, $\varepsilon > \frac{1}{2}$. Curentul de sarcină de asemenea poate fi pozitiv sau negativ. Curentul pozitiv trece prin T_1 și T_3 sau prin D_1 D_3, cînd contactoarele sînt blocate. Prin modificarea lui ε, la comanda simultană a lui T_1 și T_3, respectiv T_2 și T_4, se pot obține tensiuni și curenți de diferite sensuri (fig. 6—55), respectiv turații și cupluri în toate cele 4 cadrane ale caracteristicii mecanice $\Omega = f(M)$.

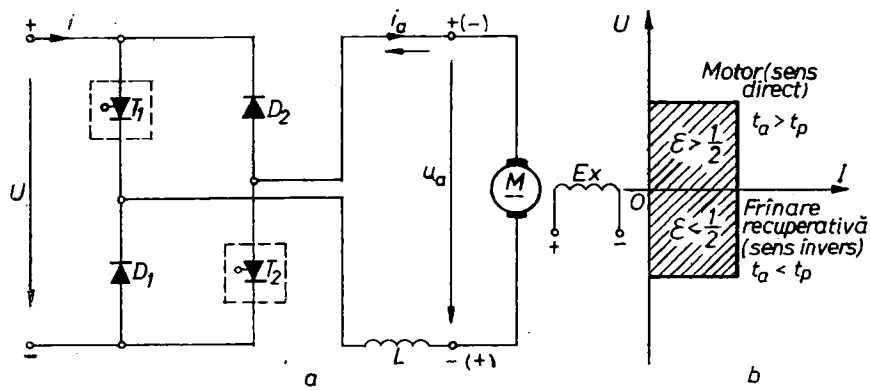


Fig. 6—54. Variator de tensiune continuă cu funcționare în două cadrane (*a*); *b* — cadranele I și III.

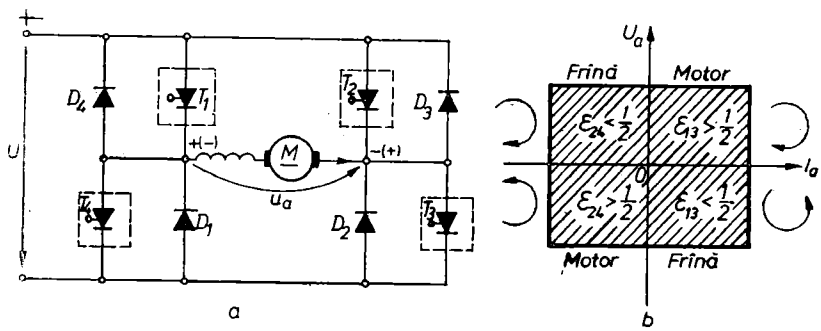


Fig. 6—55. Variator de tensiune continuă (*a*) cu funcționare în patru cadrane (*b*).

Se recomandă posibilitatea schimbării sensului de rotație a motorului alimentat fără a modifica polaritatea tensiunii continue de alimentare a excitației sale (nedesenată în fig. 6—55, *a*) Reducînd viteza motorului, cuplul electromagnetic al motorului își poate schimba sensul, permițîndu-se frînarea recuperativă. Dacă variatorul este alimentat de la un redresor, sensul curentului în redresor nu poate fi schimbat. Într-o astfel de situație, puterea electromagnetică poate fi disipată într-un rezistor de frînare conectat în locul sursei de alimentare (frînare dinamică).

6.7.2. Comanda variatorului de tensiune

Cum s-a arătat, reglarea tensiunii la ieșirea variatorului se efectuează modificînd factorul de comandă $\varepsilon=(t_a/t_c)<1$, în următoarele moduri:

a. *Modulația lățimii impulsurilor* (fig. 6—47, *a*) este cea mai adecvată schemelor de acționare prevăzute cu circuite de reglare. Avantajele decurg din frecvența de lucru constantă, adică din raportul constant dintre perioada t_c și constanta de timp a motorului alimentat. Se asigură menținerea în limite impuse a conținutului de armonici ale curentului rotoric.

b. *Modulația densității impulsurilor* sau *comanda frecvenței impulsurilor* (fig. 6—47, *b*) permite să se utilizeze circuite de stingere simple, de tipul circuitului oscilant. De reținut că simultan cu creșterea frecvenței cresc și pierderile de comutație.

c. *Reglarea bipozițională* se realizează prin includerea variatorului într-o schemă de reglare a curentului, fiind în fond o combinație a metodelor a și b.

Domeniul de utilizare a variatoarelor de tensiune continuă este larg: tracțiunea electrică de la baterii de acumulatoare (electrocare, automobile electrice) sau cu alimentare din fir de contact aerian, sistemele de acționare electrică a căror funcționare nu trebuie să depindă deranjamentele rețelei (alimentarea de la redresoare, care încarcă o baterie tampon de acumulatoare).

Avantajele care rezultă din utilizarea variatoarelor de tensiune continuă sînt substanțiale în intervalele temporale în care motorul nu funcționează la puterea nominală, ci sub aceasta, rezultînd importante economii de energie. Manevrabilitatea este ridicată, întreținerea practic nulă, iar fiabilitatea mare. Aceste avantaje fac ca sistemele clasice de reglare a turației motoarelor de curent continuu să fie tot mai puțin utilizate.

Dezavantajele rezidă în principal în prețul de cost încă ridicat (care va scădea în timp), personal de întreținere cu calificare mai înaltă.

6.8. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU GRUPURI DE MAȘINI

Gupurile de mașini folosite în sistemele de acționări electrice pot fi clasificate în grupuri de mașini pentru:

a) obținerea turațiilor reglabile;

b) obținerea de caracteristici mecanice de forme speciale;

c) sincronizarea funcționării diferiților arbori necuplați cinematic, în regim dinamic (arbori electrici) și static (selsine).

Deși la ora actuală grupurile de mașini și-au pierdut importanța avută odinioară, datorită posibilității realizării de scheme electronice de reglare automată, se prezintă unele scheme de acționare care mai pot fi întîlnite în practică.

6.8.1. Grupul Ward-Leonard

Acest grup, folosit pentru modificarea și reglarea turației în limite relativ largi, cunoscut și sub denumirea de grup motor-generator, a dovedit o longevitate remarcabilă, de peste 70 de ani. Cu anumite perfecționări, el se mai întîlnește în aplicații industriale moderne; cu titlul de exemplu se citează folosirea sa în forajul petrolifer pe platforma artificială românească „Gloria" din Marea Neagră, unele acționări de la Combinatul Siderurgic Galați, acționarea instalațiilor de extracție miniere etc. Multe din schemele moderne de acționare cu elemente cu comutație statică au avut ca punct de plecare acest grup de mașini.

6.8.1.1. Schema simplificată a grupului și principiul de funcționare

În figura 6—56 s-a redat schema simplificată a grupului generator-motor (dacă în componența sa există și volantul *V*, grupul mai este cunoscut și sub denumirea Ward-Leonard-Ilgner). În componența grupului există trei mașini electrice de putere nominală practic egale, motorul asincron sau sincron *m1*, de viteză de rotație constantă, care antrenează generatorul *m2*, ale cărei perii sînt legate direct la periile motorului de curent continuu cu excitație independentă (ca și *m2*) *m3*, ultimul antrenînd mașina de lucru *ML*. Excitațiile Ex_G și Ex_M ale mașinilor *m2* și *m3* sînt alimentate de la o

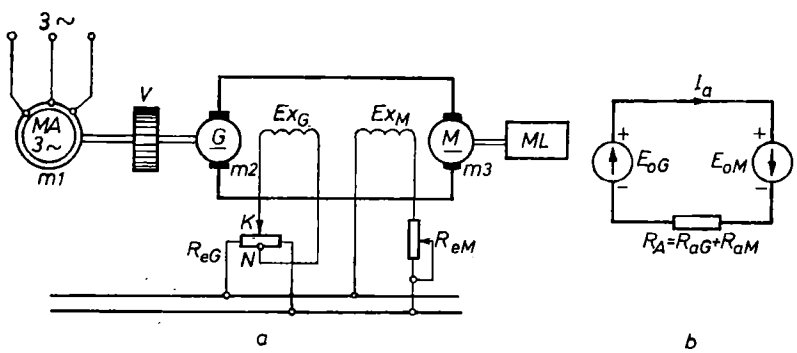


Fig. 6—56. Grup Ward-Leonard:

a — schema simplificată de principiu; *b* — schema echivalentă ($E_{0G}>E_{0M}$).

mică rețea operativă de curent continuu (în concepția clasică aceasta, la rîndul ei, era alimentată de la o mașină excitatoare *m4*, nereprezentată în figura 6—56), care ar putea veni de la un redresor. Aceste excitații sînt alimentate în așa fel încît curentul în Ex_M să poată fi variat cu reostatul R_{eM}, iar în plus, în excitația Ex_G, curentul se poate și inversa, modificînd poziția cursorului *K* față de punctul median *N* al reostatului potențiometric R_{eG}.

Reglarea turației motorului cu excitație independentă *m3* se bazează pe variația continuă a tensiunii sale de alimentare rotorice, obținută prin modificarea curentului de excitație al generatorului *m2*, atît ca valoare, cît și ca sens de circulație. Dacă punctele *K* și *N* coincid, curentul în excitație Ex_G este nul, tensiunea la periile comune ale mașinilor *m2* și *m3* va fi extrem de redusă, produsă doar de magnetismul remanent al generatorului *m2*.

Grupul de mașini considerat fie inițial în repaus. Se pornește motorul *m1*. Înainte de a porni motorul *m3*, se verifică coincidența pozițiilor cursorului K și punctului median N; reostatul R_{eM} se pune pe poziția de rezistență minimă. Deplasînd cursorul K spre stînga, curentul prin Ex_G crește, pînă la tensiunea la periile generatorului *m2* necesară vitezei pe care trebuie s-o atingă motorul *m3*. Sensul de rotație este dictat de polaritatea tensiunii obținută la periile mașinilor *m2* și *m3*. Variind distanța dintre K și N variază deci turația lui *m3*.

Dacă tensiunea de la periile generatorului *m2* devine inferioară tensiunii contraelectromotoare indusă prin rotație în înfășurarea rotorică a mașinii *m3*, caz ce poate interveni la reducerea rapidă a curentului de excitație al mașinii *m2* și folosit la frînări bruște, regimurile de funcționare a mașinilor *m2* și *m3* se schimbă. Prima din ele trece în regim de motor, iar a doua în regim de generator recuperativ; energia cinetică înmagazinată în organele în mișcare de rotație ale mașinii de lucru *ML* se transformă în energie electromagnetică, transformată la rîndul ei în energie mecanică de către *m2* și cedată volantului *V* sau rețelei de alimentare de curent alternativ, în ultimul caz prin intermediul mașinii *m1*. Ultima situație devine posibilă dacă viteza de sincronism a mașinii *m1* este depășită.

Sensul de rotație invers al mașinii *m3*, în regim de motor se realizează prin deplasarea înspre dreapta punctului median N al cursorului K.

Domeniul de variație a vitezei realizat de către mașina *m3* este de circa 8:1; dacă se recurge și la micșorarea fluxului său de excitație, acest domeniu poate atinge 12:1 sau chiar 16:1.

6.8.1.2. Caracteristici mecanice realizate

Ecuația caracteristicilor mecanice statice ale mașinii *m3* se face plecînd de la schema echivalentă circuitului rotoric în regim staționar (fig. 6—56). Indicii G și M se referă la mașinile *m2*, respectiv *m3*. Notînd rezistența echivalentă a circuitului rotoric comun al celor două mașini cu $R_A = R_{aG} + R_{aM}$, în care se include și rezistența conductoarelor de legături, ecuația de echilibru a tensiunilor va fi:

$$E_{0G} + E_{0M} = R_A I_a, \tag{6—39}$$

cu $E_{0G} = k_G \Phi_G \Omega_G$, $E_{0M} = -k_M \Phi_M \Omega_M$. Deoarece cuplul electromagnetic al motorului *m3* este $M = k_M \Phi_M I_a$, eliminînd mărimile E_{0G}, E_{0M} și M între relațiile anterioare, inclusiv (6—39) se obține

$$\Omega_M = \frac{k_G \Phi_G \Omega_G}{k_M \Phi_M} - \frac{R_A M}{k^2_M \Phi^2_M}. \tag{6—40}$$

Presupunînd Φ_G variabil, $\Phi_M = \text{const.}$, $\Omega_G = \text{const.}$, se observă că relația (6—40) mai poate fi scrisă

$$\Omega_M = K_1 \Phi_G - K_2 M \tag{6—41}$$

cu:

$$K_1 = \frac{k_G \Omega_G}{k_M \Phi_M}; \quad K_2 = \frac{R_A}{k^2_M \Phi^2_M}.$$

Ecuația (6—41) este ecuația familiei de caracteristici mecanice ale mașinii *m3*, care sînt drepte în planul ΩOM. Viteza de funcționare în gol ideală $K_1 \Phi_G$

variază odată cu Φ_G, iar căderea de viteză $\Delta\Omega = -K_2 M$ este mai mare la cuplu M dat față de căderea de viteză pe caracteristica mecanică naturală a motorului *m3* (deoarece în loc de R_{aM} intervine $R_A = R_{aG} + R_{aM} > R_{aM}$).

Relația (6—40) arată că reglarea vitezei poate fi efectuată: fie prin menținerea constantă a fluxului Φ_M al motorului *m3*, de obicei la valoarea sa nominală și varierea fluxului de excitație Φ_G al generatorului *m2*, fie menținînd constant Φ_G, deci tensiunea sa electromotoare E_{0G}, variind scăzător fluxul de excitație Φ_M al mașinii *m3* (crescînd rezistența reostatului R_{cM}). În practică se preferă succesiunea indicată, nefiind uzuală folosirea simultană a ambelor modalități.

Caracteristicile mecanice obținute folosind relația (6—40) sînt redate în figura 6—57, zona I corespunzînd cazului $\Phi_M = \text{const.}$, Φ_G variabil și zona II situației Φ_M variabil scăzător și $\Phi_G = \text{const.}$ Prima zonă corespunde deci alimentării mașinii *m3* cu tensiune rotorică variabilă, caracteristicile mecanice fiind aici paralele — deci de aceeași rigiditate — ceva mai scăzătoare decît caracteristica mecanică naturală a lui *m3*. Zona a II-a este corespunzătoare funcționării cu flux magnetic micșorat a mașinii *m3*, obținîndu-se rigidități diferite, mai scăzătoare pentru Φ_M tot mai mic.

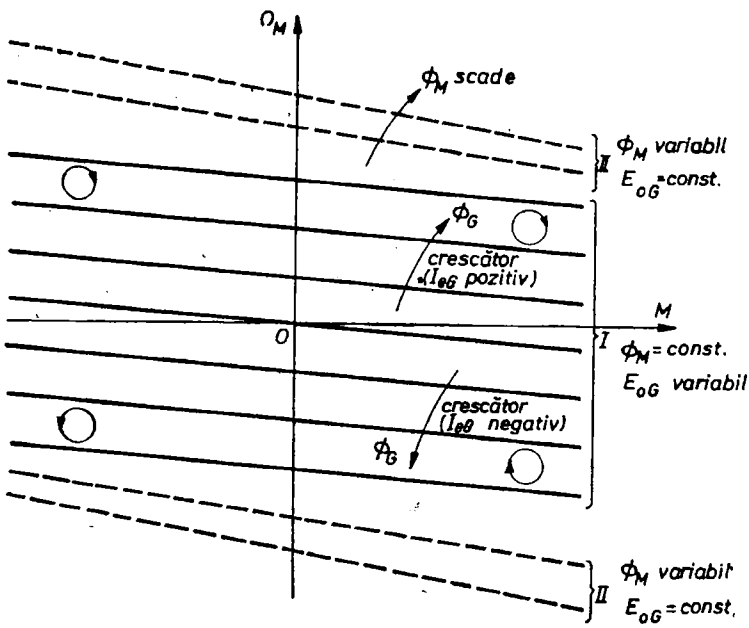


Fig. 6—57. Caracteristicile mecanice statice ale grupului Ward-Leonard.

Limita minimă pînă la care se poate modifica viteza motorului este de circa 10% din viteza nominală, deoarece la viteze mici tensiunea la bornele generatorului se apropie ca valoare de căderea de tensiune din circuitul indusului. Din acest motiv o variație mică a sarcinii produce o modificare importantă de viteză și chiar oprirea motorului. Viteza maximă este limitată la (2...3) Ω_N, datorită eforturilor centrifuge și a comutației. Din figura 6—57 rezultă proprietatea esențială a grupului generator-motor de a putea funcționa în toate cele patru cadrane, deci în toate regimurile.

Dacă mașina *m1* este un motor Diesel sau turbină cu aburi, mașina *m3* poate acționa numai în cadranele I și III.

În acționările cu reglare automată, în excitația mașinii *m2* se pot utiliza amplificatoare (chiar rotative, ca amplidinele). În acest fel se pot regla cu numai cîțiva wați puteri de ordinul megawaților.

6.8.1.3. Avantajele, dezavantajele și utilizările grupului Ward-Leonard

Principalele avantaje ale grupului generator-motor sînt:

1. Variație lină, practic continuă a turației motorului de curent continuu cu excitație independentă *m3**, într-un domeniu de circa 10:1. Acest domeniu poate fi extins cu scheme și măsuri speciale.

2. Nu se produc pierderi suplimentare; pierderile din mașinile grupului sînt comparabile cu cele nominale.

3. Accelerare și decelerare rapidă a mașinii de lucru, pornirea putîndu-se face cu mase inerțiale mari și în plină sarcină. Durata pornirii este inferioară celei realizate cu reostat de pornire. Frînarea poate fi lină sau foarte rapidă, cu recuperarea energiei cinetice acumulate în corpurile cu mișcare de rotație.

4. Lipsa necesității folosirii de rezistoare și aparate de manevră în circuitul principal rotoric al mașinilor *m2* și *m3*. Folosirea lor în circuitele de excitație, de puteri de ordinul procentelor față de puterea nominală a acestor mașini, scade sensibil costul, gabaritul și puterile acestor aparate.

Dezavantajele grupului generator-motor sînt:

1. Puterea instalată mare, de circa trei ori mai mare ca a celei necesare acționării mașinii de lucru.

2. Cheltuieli de investiție mari datorită dezavantajului precedent, ca și a gabaritului mare.

3. Randamentul global mic la puteri nominale reduse si medii. Dacă randamentul individual al mașinilor este circa 0,8 (mașini de putere redusă), randamentul global va fi $0{,}8^3 = 0{,}51$. Totuși, la puteri ridicate, randamentul global este încă acceptabil; pentru randamente individuale de 0,93, randamentul global ar fi $0{,}93^3 = 0{,}80$.

Utilizările grupului generator-motor nu derivă din randamentul global, ci datorită proprietăților bune pe care le posedă și a posibilităților de reglare în orice regim; el este folosit mai ales la porniri grele, unde este necesară reversarea sensului de rotație.

Grupul Ward-Leonard este întîlnit la acționarea cajelor principale ale laminoarelor reversibile, la acționarea funicularelor și instalațiilor de extracție în industria minieră, la macarale portal, mașini-unelte mari, în industria hîrtiei, la acționarea excavatoarelor, în tracțiunea Diesel-electrică, teleferice de persoane, mașini de bobinat fire textile etc.

6.8.2. Scheme în cascadă

Există diferite sisteme de acționare de puteri mari și foarte mari, la care se pretinde un domeniu de variație a turației în limite relativ reduse; motorul asincron trifazat utilizat nu poate fi reglat reostatic în rotor, datorită pierderilor importante, inacceptabile într-un serviciu de funcționare continuu, de lungă durată (S 1).

* Există și grupuri motor-generator cu excitație serie sau mixtă.

Recuperarea energiei electromagnetice de alunecare din circuitul rotoric al motorului asincron cu inele folosit pentru antrenarea mașinii de lucru se izbește de inconvenientul principal al frecvenței rotorice f_2 și al tensiunii efective de fază rotorice U_2, variabile odată cu variația vitezei de rotație și deci a alunecării s a motorului. După cum se știe, $f_2 = sf_1$ și $U_2 = sU_{20}$. Schemele concepute inițial erau grupuri de mașini conectate în *cascadă*, unele după altele, de unde și denumirea cărora li s-a dat. După un anumit proces evolutiv pozitiv, s-a ajuns la eliminarea unora din mașinile folosite inițial, în special a unor mașini speciale convertizoare de curent alternativ — curent continuu. Schemele în cascadă cu recuperare au fost menținute de aceea, în acest curs, în categoria grupurilor de mașini, chiar dacă la unele nu mai există decît o singură mașină rotativă electrică.

Recuperarea energiei de alunecare din rotorul motorului asincron cu rotorul bobinat se poate face, în principiu, pe două căi, care au condus la două tipuri de scheme în cascadă:

— *cu recuperare mecanică*, energia de alunecare după transformarea sa în parametri de curent continuu fiind transformată prin intermediul unui motor de curent continuu în energie mecanică și livrată arborelui motorului asincron (fig. 6—58, *a*). Cascadele de acest gen se numesc și cascade Krämer;

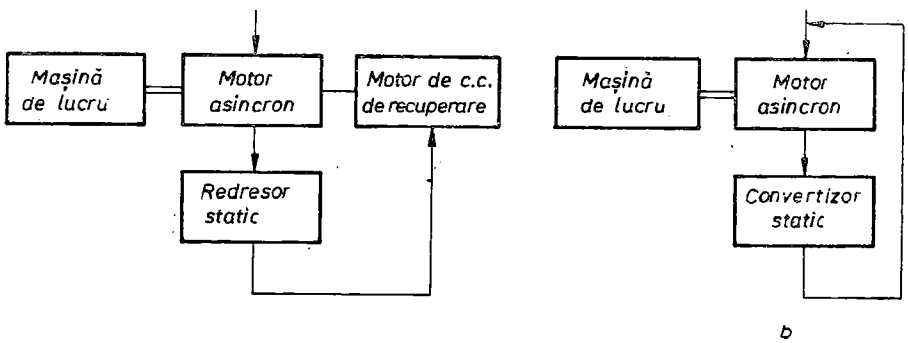


Fig. 6—58. Schemele funcționale ale cascadelor cu recuperare de energie:
a — mecanică (Krämer); *b* — electromagnetică (Scherbius).

— *cu recuperare electromagnetică*, la care parametrii energiei de alunecare se transformă în parametri de curent alternativ, fiind restituită apoi rețelei de alimentare (fig. 6—58, *b*). Schemele de acest tip sînt cunoscute și sub denumirea de cascade Scherbius.

Instalațiile redresoare și convertizoare sînt dimensionate pentru valoarea maximă a puterii de alunecare, atinsă evident la viteza de rotație minimă necesară.

6.8.2.1. Cascada cu recuperare mecanică a energiei de alunecare

Schema simplificată a cascadei s-a desenat în figura 6—59. Redresorul trifazat bialternanță *u* nu este comandabil, diodele redresoare fiind cu siliciu, de foarte bun randament. Tensiunea de la ieșirea punții redresoare *u* alimentează motorul de curent continuu cu excitație independentă *m2*, cuplat ci-

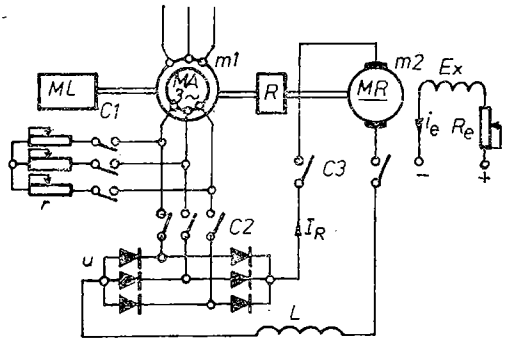


Fig. 6—59. Cascadă cu recuperare mecanică a energiei de alunecare (Krämer statică), schemă simplificată.

nematic direct sau prin intermediul reductorului R cu arborele comun al motorului asincron *m1* cu rotorul bobinat și al mașinii de lucru *ML*.

După pornirea motorului asincron *m1* (contactele *c1* închise, *c2* deschise) cu reostatul trifazat la maximum, acesta este scurtcircuitat. Cînd viteza se stabilizează, se deschid contactele *c1* și se închid *c2* și *c3*.

Mărind curentul de excitație i_e al motorului de recuperare *m2*, tensiunea sa contraelectromotoare crește, curentul I_R scade și se reduce curentul din rotorul motorului asincron *m1*. Consecința va fi scăderea cuplului motorului asincron și deci, la cuplu static rezistent invariabil, se reduce viteza motorului *m1*. Scăderea vitezei continuă pînă la egalitatea cuplului rezistent și a cuplului total dezvoltat de cascadă. Lucrurile se petrec invers dacă curentul i_e scade.

Proprietatea esențială a cascadei cu recuperare mecanică de energie este funcționarea sa la putere constantă. Pentru a demonstra aceasta, fie i raportul de transmisie al reductorului R(fig. 6—59), raportul dintre vitezele motorului asincron Ω și a motorului de recuperare $\Omega_M (i = \Omega/\Omega_M)$.

Însă puterea de alunecare, presupunînd că puterea în regim de durată a motorului asincron *m1* este $P_N \simeq M_N \Omega_0$, are expresia

$$sP_N = sM\Omega_0 = M_R\Omega_R = \frac{M_R\Omega}{i}, \qquad (6-42)$$

neglijînd unele pierderi. Puterea mecanică totală disponibilă la arborele motorului asincron va fi:

$$M\Omega + sP_N = \Omega\left(M + \frac{M_R}{i}\right) = M\Omega_0, \qquad (6-43)$$

deoarece se mai poate scrie

$$M\Omega + sP_N = M\Omega + sM\Omega_0 = M\left(\Omega + \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}\Omega_0\right) = M\Omega_0.$$

Comparînd (6—43) și (6—42) rezultă că

$$\left(M + \frac{M_R}{i}\right) = P_N = \text{const.}, \qquad (6-44)$$

ceea ce trebuia demonstrat

Cascadele cu recuperare mecanică a energiei de alunecare se execută uneori sub forma de mașină specială, pe același arbore fiind montate mașinile m_1, m_2, în aceeași carcasă fiind dispus și redresorul static.

Cascadele de tip Krämer la putere constantă se folosesc acolo unde există necesitatea obținerii de cupluri mari la viteze scăzute, ca și la diferitele tipuri de laminoare (finisoare de țev etc.).

6.8.2.2. Cascada cu recuperare electromagnetică a energiei de alunecare

Schema-bloc a unei asemenea cascade a fost dată de figura 6—58, *b*. Apariția convertoarelor statice a dat impuls cascadelor de acest tip, mai ales la cuplu constant în intervalul de reglare.

În întreg domeniul de reglare a turației, neglijînd modificarea condițiilor de evacuare a căldurii cu variația turației, motorul asincron poate folosi puterea maximă admisibilă P_1 din rețea, din care, neglijînd unele pierderi, puterea maximă utilă la arborele motorului va fi $P_1(1-s)$. Dar avînd viteza unghiulară a motorului $\Omega=\Omega_0(1-s)$, rezultă că motorul asincron va dezvolta cuplul

$$M=\frac{P_1(1-s)}{\Omega}=\frac{P_1(1-s)}{\Omega_0(1-s)}=\text{const.} \qquad (6-45)$$

Cuplul M admisibil de durată la arborele motorului este deci constant, în domeniul de reglare a vitezei, motorul neîncălzindu-se peste limita admisă.

Avantajele cascadelor cu recuperare electromagnetică a energiei de alunecare rezidă în randament ridicat, putere redusă de comandă, posibilitatea realizării unor acționări cu mașini asincrone uneori superioare celor cu motoare de curent continuu. Inconvenientele principale sînt: domeniul redus de reglare a vitezei, factor de putere scăzut, schema de comandă relativ complicată.

6.8.3. Sisteme de transmisie sincronă

Pentru a face ca doi sau mai mulți arbori, necuplați cinematic între ei și uneori dispuși la distanțe mari unul de altul, să se rotească sincron, se poate recurge la *sistemele de transmisie sincronă sau la arborii electrici*, dacă este vorba de o rotire sincronă a arborilor în regim dinamic. Sistemele de transmisie sincronă sînt utilizate și în regim static de funcționare, cu cuplu redus la arbore și folosite de multe ori în telecomenzi ori telemăsurări; în acest caz interesează în special transmiterea de indicații unghiulare între două sau mai multe axe. În această situație se utilizează mașini electrice speciale, denumite selsine.

6.8.3.1. Arbori electrici

Așa-numiții arbori electrici, folosiți în acționarea ecluzelor, macaralelor portal, mașinilor din industria celulozei și hîrtiei, trenurilor cu role ale laminoarelor, se pot realiza cu diferite mașini electrice cuprinse sau nu în sisteme de reglare automată. Fără să se epuizeze gama arborilor electrici, se vor menționa doar unele dintre schemele utilizate.

Schema de principiu a unui *arbore electric cu mașini auxiliare asincrone* se vede în figura 6—60. În componența sa intră două motoare asincrone cu rotorul bobinat *m1* și *m2*, cuplate cu mașinile de lucru *ML1* și *ML2*, cît și două mașini auxiliare asincrone tot cu rotorul bobinat, *m3* și *m4*. Mașinile *m*1, m2 și *m3*, *m4* sînt de obicei identice, ultimele două putînd fi rotite și în sensul opus cîmpului lor învîrtitor statoric. Caracteristică este legarea fazelor omoloage rotorice între ele.

Sarcinile diferite de pe arborii *1* și *2* s-ar traduce prin poziții unghiulare diferite ale rotoarelor mașinilor auxiliare *m3* și *m4*, respectiv printr-o circulație de curenți între înfășurările lor rotorice, denumiți curenți de egali-

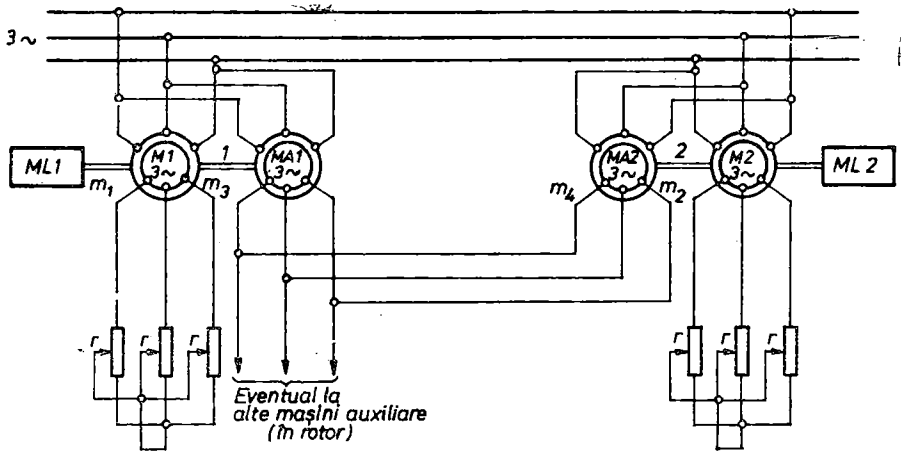


Fig. 6—60. Schema de principiu a arborelui electric cu mașini auxiliare asincrone.

zare. Aceștia tind ca prin cuplurile electromagnetice ce acționează asupra rotoarelor mașinilor *m3* și *m4* să mențină în sincronism arborii *1* și *2*. Alunecarea mașinilor *m3* și *m4* este dictată de motoarele de acționare *m1* și *m2*.

Se demonstrează necesitatea funcționării celor două mașini auxiliare în domeniul unor alunecări destul de mari, 0,8...2, adică rotoarele lor să se învîrtă în sens opus cîmpului învîrtitor din stator.

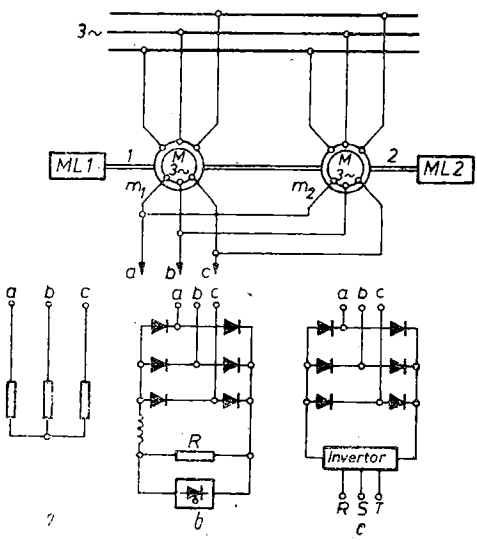


Fig. 6—61. Arbore electric cu motoare asincrone:

a — cu reostat trifazat comun; *b* — cu rezistor bipolar alimentat de o punte redresoare trifazată bialternanță și scurtcircuitat periodic de un comutator static; *c* — cu punte redresoare trifazată bialternanță și invertor trifazat.

Eliminarea mașinilor asincrone *m1* și *m2*, al căror rol îl preiau mașinile auxiliare *m3* și *m4* din figura 6—60, a condus la un arbore electric denumit *cu motoare asincrone și reostat comun* (fig. 6—61, *a*). Evident că utilizarea numai a două mașini poate fi socotită un avantaj. În circuitul rotoric este obligatorie legarea unui reostat trifazat (schema 6—61) sau după redresarea curenților rotorici se poate lega un rezistor bipolar scurtcircuitat periodic de un contactor static (schema 6—61, *b*). Ambele aceste scheme sînt nerecuperative. Se mai poate folosi (schema 6—61, *c*), la care o parte din energia de alunecare este redresată și apoi cu ajutorul unui invertor trifazat, reinjectată în rețeaua de alimentare trifazată.

Există și posibilitatea folosirii unui redresor trifazat, de la care să se alimenteze motoare de recuperare amplasate pe arborii 1 și 2* . Ultimele scheme permit simultan și o reglare a vitezei acestor arbori.

În orice caz, alunecarea ce trebuie asigurată mașinilor *m1* și *m2* trebuie să fie relativ mare, de obicei superioară lui 0,25.

Dacă cuplurile rezistente de pe arborii *1* și *2* sînt egale și motoarele *m1* și *m2* asincrone identice, curentul de circulație dintre rotoarele lor se anulează; la diferențe între cuplurile de sarcină ale celor două motoare apar componente active ale curenților rotorici de circulație, care prin cuplurile electromagnetice produse realizează funcționarea cu turație identică a celor doi arbori, respectiv cu aceeași alunecare a motoarelor de acționare. Pot fi și mai mult de doi arbori.

În lipsa reostatului rotoric comun, turația ar fi apropiată de cea de sincronism, frecvența și curenții rotorici ar fi mici, funcționarea la aceeași turație nu va mai fi asigurată. Nu se poate realiza învîrtirea rotoarelor decît în sensul cîmpului magnetic învîrtitor statoric.

6.8.3.2. Sisteme de transmisie unghiulară sincronă

În aceste sisteme există un arbore *conducător* și unul sau mai mulți arbori *conduși*. La rotirea arborelui conducător cu un unghi oarecare, arborele sau arborii conduși trebuie să se rotească cu același unghi sau cu unghiuri proporționale cu cel efectuat de arborele conducător. Sistemele de transmisie unghiulară sincronă își găsesc aplicații în telemecanică (telecomandă, telemăsurare), dar și în sistemele automate de urmărire.

Puterile nominale ale mașinilor utilizate sînt foarte reduse, de ordinul zecilor sau sutelor de wați. Aceste mașini, denumite *selsine* sînt de tip special. Selsinele se prezintă de obicei cu rotor bobinat trifazat și legat în stea, statorul fiind monofazat. Se presupune existența unui singur selsin condus *m2* și a selsinului conducător *m1* (fig. 6—62); rotoarele se conectează fază omologă la faza omologă. Dacă rotorul selsinului *m1* (conducător sau emițător) a fost rotit față de axa de referință într-o poziție diferită de rotorul selsinului *m2* (condus sau receptor), deci dacă $\alpha_1 \neq \alpha_2$, datorită tensiunilor electromotoare rezultante în circuitele comune ale fazelor rotorice, apar curenții i_1, i_2, i_3, de egalizare.

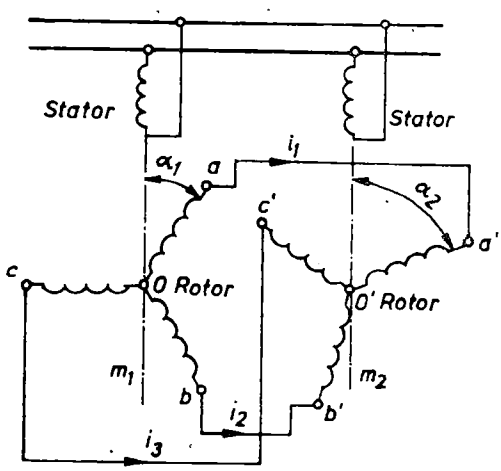


Fig. 6—62. Sistem de transmisie sincronă unghiulară:
m1—selsin conducător sau emițător; *m2*—selsin condus sau receptor.

Presupunînd selsinele identice se demonstrează că tensiunile electromotoare rezultante sînt, în valori efective,

* Există și un brevet român în acest sens, titular Universitatea din Brașov (autor conf. dr. ing. Țopa I).

$$\Delta U_{e1}=2U_{em}\sin\left(\alpha_1-\frac{\alpha}{2}\right)\sin\frac{\pi}{\alpha};$$

$$\Delta U_{e2}=2U_{em}\sin\left(\alpha_1-\frac{\alpha}{2}-\gamma\right)\sin\frac{\alpha}{2};$$

$$\Delta U_{e3}=2U_{em}\sin\left(\alpha_1-\frac{\alpha}{2}+\gamma\right)\sin\frac{\alpha}{2}, \qquad (6-46)$$

unde $\alpha=\alpha_1-\alpha_2$, $\gamma=\frac{2\pi}{3}$ rad. Mai sus U_{em} reprezintă tensiunea electromotoare efectivă, indusă în faza înfășurării rotorice, a cărei axă coincide cu axa înfășurării de excitație. Dacă $2Z$ este dublul impedanței rotorice pe fază, rezultă curenții de circulație efectivi

$$I_k=\frac{\Delta U_{ek}}{2Z}\ (k=1,2,3). \qquad (6-47)$$

Interacțiunea curenților de circulație rotorici produce apariția unui cuplu electromagnetic sub acțiunea căruia rotorul receptorului *m2* urmărește rotorul emițătorului *m1*, pînă cînd pozițiile lor unghiulare relative coincid. Bineînțeles că lucrurile se vor petrece ca mai sus numai în ipoteza unui cuplu static, pe arborele selsinului receptor, inferior cuplului electromagnetic de sincronizare.

Pentru eliminarea erorilor ce ar putea fi introduse de cuplurile de frecări, s-au executat selsine fără contacte, deci fără perii.

CAPITOLUL VII

7. ALEGEREA MOTOARELOR ELECTRICE

Orice sistem de acționare electrică trebuie să constituie o soluție optimă, indiferent de domeniul de utilizare a mașinii de lucru și a regimului său de funcționare. În consecință, alegerea motorului electric va trebui făcută astfel încît acest deziderat să fie realizat.

Alegerea motorului va consta în precizarea mărimilor sale nominale și a tipului constructiv. Încălzirea motorului electric de acționare este un factor hotărîtor în stabilirea corectă a puterii nominale a motorului. Un motor supradimensionat termic va costa mai mult și va lucra cu randament mic, pe cînd unul subdimensionat se va „arde" repede, va conduce și la o productivitate redusă sau chiar la imposibilitatea pornirii.

După verificarea termică a motorului de acționare, acesta va trebui supus obligatoriu unor verificări netermice, în special la suprasarcină mecanică și la cuplu de pornire. În fine, alegerea tipului constructiv al motorului va depinde de condițiile de mediu, cît și de alte cerințe.

7.1. ÎNCĂLZIREA ŞI RĂCIREA MAŞINILOR ELECTRICE

Încălzirea maşinilor electrice este produsă de *pierderile* de putere (în fier, în înfăşurări, mecanice tab. 7—1). Prin *supratemperatură* sau încălzirea ϑ a unui organ al maşinii electrice se înţelege diferenţa de temperatură θ_m a acestuia şi temperatura θ_a a mediului de răcire, cel mai adesea aerul ambiant:

$$\vartheta = \theta_m - \theta_a. \qquad (7-1)$$

TABELUL 7—1

Pierderi de putere în maşinile electrice

Denumirea	Componenţă şi aplicaţii		Proporţionale cu:
Pierderi constante	Pierderi în fier	Histerezis magnetic	$B_m^k f$ (k=1,6...2)
		Curenţi turbionari	$B_m^2 d^2 f^2$
	Pierderi mecanice (prin frecare)	Ventilaţie	Ω^x (x=1...3)
		În lagăre	
		Perii (colector sau inele de contact)	
Pierderi variabile	Pierderi Joule (în cupru)	Rezistenţele înfăşurărilor statorice şi rotorice	RI^2
		Rezistenţele de contact perii-colector, perii-inele	ΔUI

Legendă: B_m — amplitudinea inducţiei magnetice în miezul feromagnetic; Ω — viteza unghiulară de rotaţie a rotorului;
R — rezistenţa activă; I — curent efectiv; ΔU — căderea de tensiune perii-colector sau inele; f — frecvenţa; d — grosimea tolei.

În STAS 1 893—72 se indică supratemperaturile maxime admisibile în funcţionarea maşinilor electrice, pentru diferite clase de izolaţie (definite în STAS 6 247—60). Aceste supratemperaturi se înţeleg pentru o temperatură a mediului de răcire de +40°C şi altitudine maximă de 1 000 m faţă de nivelul mării. Depăşirea încălzirilor maxime admisibile conduce la o scădere rapidă a duratei de exploatare sau a „vieţii" maşinii, iar neatingerea acestora echivalează, pe de altă parte, cu utilizarea lor nerațională.

În consideraţiile ulterioare se va presupune că maşina electrică se comportă ca un corp omogen şi izotrop, de conductivitate termică infinită (aceeaşi temperatură simultană în orice punct al ei). Puterea totală a pierderilor fie p=const.

În intervalul infinitezimal, dt, în maşină se degajează căldura $p.dt$, din care o parte C^* $d\vartheta$ se acumulează în maşină, iar altă parte A^{**} dt se cedează agentului de răcire:

$$p\,d\vartheta = C\,d\vartheta + A\vartheta\,dt,$$

* C este cunoscută sub denumirea de *capacitate termică* (căldura necesară ridicării temperaturii maşinii cu 1 K, măsurată în J/grd.

** A reprezintă *capacitatea de cedare* a căldurii (căldura cedată fluidului de răcire într-o secundă, corespunzătoare unei supratemperaturi de 1 K a maşinii), măsurată în W/grd.

A și C fiind mărimi constante, iar $d\vartheta$ diferențiala supratemperaturii ϑ. Cum p=const, este evident că supratemperatura ϑ va tinde către o valoare finită ϑ_f (cînd $d\vartheta=0$); din ecuația (7—2) se obține

$$\vartheta_f=\frac{p}{A}.$$

Integrarea ecuației diferențiale (7—2) conduce la soluția

$$\vartheta=\vartheta_f+K\exp\left(-\frac{t}{T_i}\right),$$

unde $T_i=C/A$, avînd dimensiunile unui timp, este *constanta termică de timp* la încălzire. Impunînd condiția ca la $t=0$, începutul funcționării mașinii, încălzirea acesteia să fie ϑ_0 oarecare, datorită unei funcționări eventuale anterioare sau a altei cauze, $K=A(\vartheta_f-\vartheta_0)$ si se obține:

$$\vartheta=\vartheta_f\left(1-\exp\left(-\frac{t}{T_i}\right)\right)+\vartheta_0\exp\left(-\frac{t}{T_i}\right). \qquad (7-4)$$

Dacă $\vartheta_0=0$ se zice că mașina pornește de la „rece" caz în care rezultatul (7—4) devine:

$$\vartheta=\vartheta_f\left(1-\exp\left(-\frac{t}{T_i}\right)\right).$$

În ambele relații (7—4) și (7—5), $\lim_{t\to\infty}\vartheta=\vartheta_f$ ceea ce arată că curbele ϑ_f au în planul cartezian $\vartheta 0_t$ o asimptotă comună, paralelă cu axa timpului, de ordonată la origine ϑ_f (fig. 7—1).

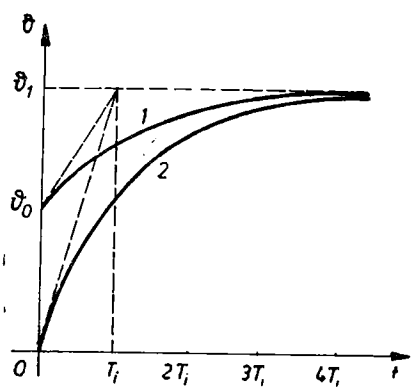


Fig. 7—1. Încălzirea mașinilor electrice (cazul $\vartheta_f>\vartheta_0$):

1 — cu supratemperatură inițială $\vartheta_0\neq 0$;
2 — cu supratemperatură inițială nulă;
(T_i — constanta termică de timp la încălzire).

Constanta termică de timp la încălzire T_i crește cu volumul mașinii, deoarece capacitatea termică C crește mai rapid decît capacitatea de cedare a căldurii A. Mărimea T_i variază între 20 de minute și 300 de minute, ea fiind mai scăzută la mașini cu diametrul rotoric mai redus și ventilație mai activă. La mașinile mari și la cele în execuție capsulată, T_i are valori mai ridicate.

Dacă motorul este prevăzut cu autoventilație și se deconectează de la rețea după ce a funcționat un timp oarecare cu un cuplu static de natură reactivă, el se va opri. Condițiile de evacuare a căldurii se înrăutățesc, ceea ce echivalează cu scăderea capacității de cedare a căldurii A. Constanta termică de timp devine $T_r>T_i$; raportul $\beta=T_i/T_r$, subunitar, va fi cel mult egal cu unitatea numai la mașinile cu ventilație forțată independentă. La motoarele în execuție protejată, cu autoventilație interioară $\beta=0{,}25...0{,}35$.

Deoarece după deconectarea motorului puterea de pierderi p se anulează, încălzirea limită finală se anulează. Admițînd că încălzirea atinsă de motor la $t=0$ (cînd are loc deconectarea sa) este $\vartheta(0)=\vartheta_1$ funcția $\vartheta(t)$ la răcirea motorului se va obține din relația (7—4) în care $\vartheta_f=0$ și $\vartheta_0=\vartheta_1$, constanta T_i fiind substituită prin T_r:

$$\vartheta = \vartheta_1 \exp\left(-\frac{t}{T_r}\right), \qquad (7-6)$$

Micşorînd numai sarcina motorului, puterea totală de pierderi $p' < p$, încălzirea limită finală devine $\vartheta_f' = \frac{p'}{A} < \vartheta_f$. Expresia analitică $\vartheta(t)$ devine:

$$\vartheta = \vartheta_f'(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}) + \vartheta_1 e^{-\frac{t}{T_r}}. \qquad (7-7)$$

Atît la încălzirea cît şi la răcirea motoarelor, durata regimurilor termice tranzitorii nu este infinită, cum s-ar putea crede, prin considerarea limitei

$$\lim_{t\to\infty} e^{-\frac{t}{T}} = 0$$

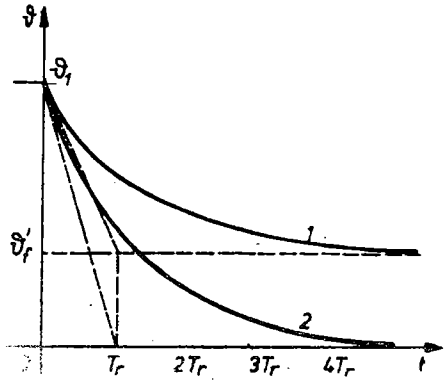


Fig. 7—2. Răcirea maşinilor electrice:
1 — cu supratemperatură limită finală $\vartheta_f' \neq 0$;
2 — cu supratemperatură limită finală nulă
(T_r — constanta termică de timp la răcire).

deoarece funcţiile exponenţiale de timp cu exponent negativ scad foarte rapid. Considerînd încălzirea de la „rece" a motorului (7—5) după expirarea timpilor 3 T_t şi 4 T_t de la începutul funcţionării motorului se vor atinge supratemperaturile

$$\vartheta(3T_t) = (1 - e^{-3})\vartheta_f = 0{,}9502\vartheta_f \simeq 0{,}95\vartheta_f$$

$$\vartheta(4T_t) = (1 - e^{-4})\vartheta_f = 0{,}9817\vartheta_f \simeq 0{,}98\vartheta_f.$$

Acestea diferă prin lipsă faţă de încălzirea limită finală cu mai puţin de 5%, respectiv 2%. De aceea se poate considera, cu o precizie suficientă pentru cerinţele tehnice, că după trecerea unui interval de timp de $(3...4)T_t$ se atinge temperatura, respectiv supratemperatura de regim staţionar de către maşina electrică. Practic, curba $\vartheta(t)$ atinge asimptota $\vartheta = \vartheta_f$ după timpul $t = (3...4)T_t$.

7.2. SERVICII DE FUNCŢIONARE

Regimul de funcţionare a unei maşini electrice constă din ansamblul valorilor numerice ale mărimilor electrice şi mecanice care caracterizează funcţionarea sa la un moment dat. *Serviciul* unei maşini electrice constă în precizarea succesiunii şi duratei de menţinere a regimurilor care îl compun. *Serviciul tip* al unei maşini electrice se caracterizează printr-o succesiune standardizată a regimurilor sale componente, fiind deci un serviciu de funcţionare convenţională. Motoarele electrice sînt proiectate pentru un anumit *serviciu nominal*, care constituie serviciul de funcţionare tip atribuit şi la care motoarele trebuie să corespundă integral.

Dintre serviciile de funcţionare tip, definite ca servicii nominale standard în STAS 1 893—72, se menţionează S1—*continuu*; S2—*de scurtă durată*; S3—*intermitent periodic*; S6—*neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic*; în total sînt 8 servicii standardizate.

Cu excepția serviciilor S1 și S2, restul serviciilor prezintă o încărcare a motorului periodică, datorită procesului tehnologic ce se repetă de către mașina de lucru acționată. Prin ciclul de funcționare t_c se înțelege perioada de timp după care încărcările, inclusiv funcționarea în gol, pornirile, frînările și repausul (ce pot interveni în componența serviciului de funcționare) se reproduc identic. În figura 7—3 se redau cîteva servicii nominale standard.

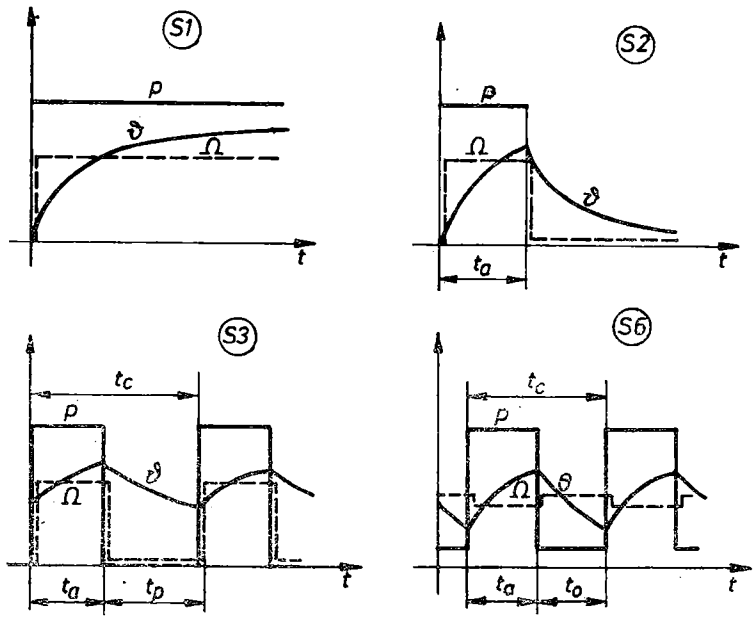


Fig. 7—3. Serviciile nominale S1, S2, S3, S6:

p — puterea totală de pierderi ; ϑ — supratemperatura; Ω — viteza unghiulară de rotație; t_c — durata unui ciclu; t_a — interval temporal de funcționare cu sarcina constantă; t_p — timp de repaus; t_0 — timp de funcționare în gol.

Serviciul S1 sau *continuu.* Motorul funcționează aperiodic, cu o sarcină constantă într-un interval de timp t suficient pentru ca echilibrul termic să fie atins [$t \geqslant (3...4)T_t$]. Diferitele organe ale motorului ating echilibrul termic, ajungînd la supratemperaturile de regim staționar. Deși la pornire puterea de pierderi din motor este superioară puterii de pierderi de durată, influența puterii majorate de pierderi la pornire este neglijabilă asupra procesului termic din motorul care pornește de la rece, nefiind luată în considerare.

Utilizări: ventilatoarele cu debit constant, transportoarele cu bandă cu sarcină liniară constantă etc.

Serviciul S2 sau *de scurtă durată* se caracterizează printr-o funcționare aperiodică a motorului cu sarcină constantă în intervalul de timp $t_a < (3...4)$ T_t, inferior deci celui necesar atingerii echilibrului termic. Motorul este deconectat apoi de la rețea, o nouă funcționare avînd loc după răcirea completă a sa. Duratele standardizate pentru durata activă t_a sînt 10,30,60,90 minute.

Utilizări: ecluze, mașini de bucătărie, mecanisme auxiliare ale laminoarelor etc.

Serviciul S3 sau *intermediar periodic* (fără influențarea încălzirii motorului de porniri sau frînări) este ciclic, un ciclu de durată t_c conține un interval activ t_a, în care motorul este încărcat de o sarcină constantă, urmată de repausul t_p. Sînt îndeplinite inegalitățile $t_a<(3...4)T_i$, $t_p<(3...4)T_r$, ceea ce arată că nu se atinge echilibrul termic în cursul unui ciclu de funcționare. Factorul de inerție FI nu depășește de obicei valoarea 2.

Utilizări: mașini de ridicat cu motoare asincrone cu rotorul bobinat și frînare mecanică etc.

Serviciul S6 sau *neîntrerupt periodic cu sarcină intermitentă.* Fiecare din ciclurile sale conține un timp activ $t_a<(3...4)T_i$ de funcționare la putere constantă, urmat de un interval $t_0<(3...4)T_r$ de funcționare în gol, fără a interveni un timp de repaus. Nu se realizează echilibrul termic.

Utilizări: acționarea unor mașini-unelte la care sarcina se aplică sau se elimină prin intermediul unui cuplaj.

În serviciile ciclice o mărime adimensională importantă este *durata relativă de funcționare activă* D_A. Prin definiție ea reprezintă raportul dintre durata funcționării în sarcină (inclusiv timpii de pornire, frînare electrică) și durata totală a ciclului. Pentru serviciul S3 (intermitent periodic) D_A are expresia:

$$D_A=\frac{t_a}{t_a+t_p}=\frac{t_a}{t_c}. \qquad (7-8)$$

În procente, durata relativă de funcționare activă este $D_A\%=100D_A$. Pentru serviciile S3,...,S7 sînt standardizate valorile $D_A\%=15,25,40,60\%$. În serviciile tip periodic (S3,...,S8), durata standardizată a unui ciclu este de 10 minute.

7.3. DETERMINAREA PUTERII MOTOARELOR FUNCȚIONÎND ÎN SERVICIU CONTINUU

În acest serviciu puterea nominală P_N a motorului de acționare va fi egală cu puterea de sarcină constantă P a mașinii de lucru, inclusiv pierderile din transmisia mecanică. Dacă P este cuprinsă între două puteri nominale standardizate, se alege motorul de putere nominală imediat superioară. Cuplul de pornire nu trebuie, în general, verificat, cu excepția cazurilor în care mecanismele antrenate prezintă un cuplu rezistent majorat la pornire (frecări uscate la pornire).

În situația unei puteri mecanice necesare mașinii de lucru variabile cu circa 20...30% în jurul unei valori medii, se poate alege un motor avînd P_N egal sau imediat superior puterii medii fără efectuarea de verificări termice suplimentare. Puterea cerută de mașina de lucru se determină analitic prin formule empirice sau calcule teoretice.

Cu o temperatură a mediului de răcire superioară celei de 40°C, puterea nominală a motorului devine $P'_N<P_N$, prin aplicarea multiplicativă a unui coeficient adimensional x subunitar,

$$P'_N=xP_N. \qquad (7-9)$$

7.4. REDUCEREA UNEI SARCINI TEMPORARE LA O SARCINĂ ECHIVALENTĂ CONSTANTĂ ÎN TIMP

În serviciul de scurtă durată S2, motorul este supus unei sarcini temporare constante P_{S2} în timpul $t_a < 3T_i$; la începutul unui nou interval activ, motorul este deja rece (fig. 7—4). Se pune problema determinării puterii nominale P_{S1} pe care ar trebui să o aibă motorul în serviciul S1, pentru a putea funcţiona în serviciul S2 cu sarcina P_{S2}, fără a fi suprasolicitat sau subutilizat termic. Această preocupare apare cînd nu se dispune de motoare fabricate special pentru serviciul S2 (la care puterea nominală este chiar P_{S2}), avînd timpul activ t_a egal cu cel al graficului din figura 7—4, presupus al maşinii de lucru acţionate. Motorul corect ales în serviciul S2 trebuie să atingă la sfîrşitul intervalului activ t_a o supratemperatură egală cu valoarea maxim admisibilă ϑ_{adm}. Acelaşi motor în serviciul continuu (S1) va avea o putere nominală P_{S1} şi se va încălzi după curba *1* (fig. 7—4). Dacă ϑ_f este încălzirea limită finală pe care ar atinge-o motorul funcţionînd în permanenţă cu sarcina constantă P_{S2} (curba 2), avem: $\vartheta_{adm} = \vartheta_f[1 - e^{-(t/T_i)}]$. Cum $\vartheta_f > \vartheta_{adm}$, raportul $\alpha_t = \vartheta_f / \vartheta_{adm} > 1$ este denumit *coeficient de suprasarcină termică*, rezultînd

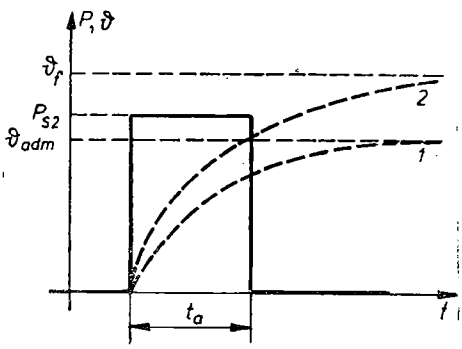


Fig. 7—4. Schema explicativă la serviciul de scurtă durată (S2):

1 — încălzirea în serviciul continuu cu o sarcină $P_{S1} < P_{S2}$; *2* — încălzirea în serviciul S2, cu sarcina P_{S2} (cu linie întreruptă încălzirea în situaţia continuării funcţionării motorului cu sarcina P_{S2}).

$$\alpha_t = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_a}{T_i}}}.$$

Supratemperaturile fiind proporţionale cu puterile totale de pierderi, coeficientul α_t poate fi scris sub forma $\alpha_t = p_{S2}/p_{S1}$, puterea de pierderi p_{S2} corespunde puterii P_{S2}, iar p_{S1} pierderii nominale P_{S1} din serviciul S1. În cazul încărcării temporare a motorului cu puterea P_{S2}, pierderile constante rămîn practic aceleaşi ca în serviciul continuu; în schimb pierderile variabile se modifică, depinzînd practic de puterea absorbită de motor. Prin urmare

$$\alpha_t = \frac{p_c + p_{vN}(P_{s2}/P_{s1})^2}{p_c + p_{vN}} = \frac{a + \alpha_M}{a+1}, \text{ cu } a = \frac{p_c}{p_{vN}}$$

α_M fiind raportul $P_{S2}/P_{S1} > 1$, denumit coeficient de *suprasarcină mecanică*. Dar de mai sus rezultă α_M în funcţie de coeficientul de suprasarcină termică α_t,

$$\alpha_M = \sqrt{\alpha_t + a(\alpha_t - 1)} = \sqrt{\frac{1 + a\exp(-t_a/T_i)}{1 - \exp(-t_a/T_i)}}. \qquad (7-11)$$

Odată calculat α_M s-a rezolvat de fapt problema calculului puterii P_{S1} din serviciul continuu corespunzătoare puterii P_{S2} impusă în serviciul S2, adică reducerea sau recalcularea sarcinii temporare din serviciul de scurtă durată la cea de durată din serviciul continuu. Considerînd $p_c \ll p_{vN}$, $a \simeq 0$

și formula (7—11) devine $\alpha_M \simeq \sqrt{\alpha_t}$. Cunoscînd sau impunînd coeficientul de suprasarcină termică α_t, se obține durata activă maximă admisibilă din egalitatea (7—11):

$$t_a = T_i \ln\left(\frac{\alpha_t}{\alpha_t - 1}\right) = 2{,}3 \log\left(\frac{\alpha_t}{\alpha_t - 1}\right). \qquad (7-12)$$

Cu cît constanta termică de timp T_i este mai mare și cu cît coeficientul de suprasarcină termică α_t va fi mai mic, timpul activ maxim admisibil va fi mai mare.

7.5. REDUCEREA UNEI SARCINI VARIABILE PERIODIC LA O SARCINĂ ECHIVALENTĂ CONSTANTĂ ÎN TIMP

În situația proceselor tehnologice ce se repetă periodic, puterea de pierderi totale $p(t)$ va fi de asemenea o funcție periodică, ca și supratemperatura motorului în regim termic stabilizat (supratemperaturile de la sfîrșitul și începutul ciclului egale), ca de pildă în figura 7—5. Regimul termic permanent sau stabilizat se atinge după un timp de funcționare superior lui $3T_i$. În acest regim, supratemperatura maximă din cursul unui ciclu t_c trebuie — în situația unui motor corect ales — să egaleze încălzirea maximă admisă pentru clasa de izolație folosită. Sarcina variabilă periodic trebuie să fie redusă sau înlocuită cu alta fictivă constantă, echivalentă din punct de vedere termic în serviciul continuu, care să conducă în ambele cazuri la aceeași supratemperatură maximă.

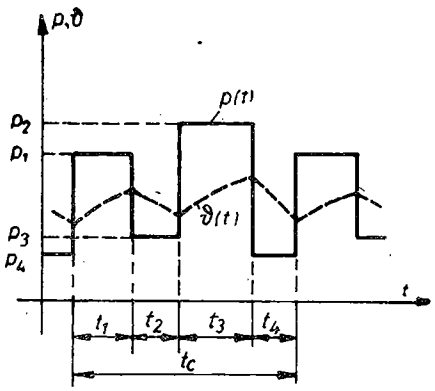


Fig. 7—5. Graficul puterii totale de pierderi $p(t)$ și al supratemperaturii $\vartheta(t)$, în cazul unei sarcini variabile periodic în trepte rectangulare (regim termic permanent).

7.5.1. Metoda pierderilor medii

Valoarea medie a supratemperaturii motorului, într-un regim termic stabilizat, poate fi imaginată ca fiind produsă de o putere de pierderi medie aritmetică pe ciclu $\tilde{p}$,

$$\tilde{p} = \frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} p\,dt. \qquad (7-13)$$

Supratemperatura medie nu va diferi mult de încălzirea maximă atinsă într-un ciclu de lucru t_c, dacă $t_c \leqslant 10$ minute și $t_c < T_i$ (condiții realizate frecvent în practică). Pentru cazul concret din figura 7—5, puterea medie de pierderi pe ciclu este:

$$\tilde{p} = \frac{\sum_1^4 p_k t_k}{t_c} = \frac{\sum_1^4 p_k t_k}{\sum_1^4 t_k}. \qquad (7-14)$$

Metoda pierderilor medii constă în următoarele: inițial se alege un motor avînd puterea nominală în S1, egală cu $(1{,}1...1{,}6)P$, P fiind puterea medie aritmetică pe ciclu cerută de sarcină. Coeficientul de majorare a acesteia va fi cu atît mai mare, cu cît graficul de sarcină este mai neregulat. Se calculează pierderile p_k pentru fiecare putere de sarcină P_k (grafic de sarcină în trepte rectangulare sau asimilabil cu aceasta),

$$p_k = \frac{P_k(1-\eta_k)}{P_k},$$

unde η_k este randamentul motorului la puterea utilă P_k din intervalul temporal t_k. Calculăm apoi pierderile medii $\tilde{p}$ (egalitatea 7—14). Dacă P_N sînt pierderile totale nominale ale motorului ales inițial, trebuie să se verifice cît mai aproape posibil de egalitate inegalitatea

$$\tilde{p} \leqslant p_N. \qquad (7-15)$$

În caz contrar, se alege un alt motor de putere nominală imediat superioară din scara standardizată, refăcîndu-se apoi calculul descris. Metoda pierderilor medii este apreciată ca una din cele mai exacte în estimarea supratemperaturii medii în regim stabilizat termic, deși ea nu oferă indicații referitoare la încălzirea maximă atinsă în cursul unui ciclu de funcționare. Inconvenientul său esențial rezidă în necesitatea cunoașterii graficului randamentului motorului în funcție de puterea sa mecanică utilă. Metoda pierderilor medii se aplică la motoarele cu autoventilație și turație practic constantă (cu caracteristică mecanică rigidă), cît și la motoarele cu ventilație independentă. Dacă turația variază, sînt necesare corecții.

7.5.2. Metoda curentului echivalent

Energia de pierderi pe ciclu t_c poate fi exprimată recurgînd la o rezistență R echivalentă tuturor înfășurărilor și raportată la înfășurarea principală a motorului. Notînd cu I_e curentul constant și fictiv, care parcurge această înfășurare cu un efect termic echivalent, energia de pierderi pe ciclu va fi:

$$W_c = \int_0^{t_c} p\,\mathrm{d}t = \int_0^{t_c} (p_c + RI_e^2)\,\mathrm{d}t,$$

p_c fiind puterea constantă de pierderi totale. Dacă curentul real din înfășurarea principală este I, se poate scrie și:

$$W_c = \int_0^{t_c} (p_c + RI^2)\,\mathrm{d}t.$$

Se deduce imediat din egalarea celor două expresii echivalente

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} I^2\,\mathrm{d}t}; \qquad (7-16)$$

curentul I_e echivalent din punct de vedere termic este curentul mediu pătratic (7—16). În situația unui grafic cu trepte rectangulare pe ciclu, relația (7—16) trece în

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\sum_1^m I_k^2 t_k} = \sqrt{\frac{\sum_1^m I_k^2 t_k}{\sum_1^m t_k}}, \qquad (7-16')$$

I_k reprezentînd curentul principal al motorului din intervalul t_k.

După calcularea curentului echivalent I_e, trebuie să fie satisfăcută cît mai aproape de egalitate condiţia

$$I_e \leqslant I_N, \qquad (7-17)$$

I_N fiind curentul nominal al motorului în prealabil ales.

Metoda curentului echivalent pretinde ca pierderile constante să poată fi apreciate ca atare (variaţii reduse ale turaţiei frecvenţei şi tensiunii de alimentare practic invariabile, constante termice puţin variabile), iar timpii t_k să fie mici în raport cu constanta termică ($t_k \ll T_t$).

7.5.3. Metodele cuplului şi puterii echivalente

În practică se cunoaşte adesea graficul cuplului static rezistent total, redus la arborele motorului, în funcţie de timpul $m_s(t)$. Neglijînd fenomenele tranzitorii electromagnetice, cuplul electromagnetic $m(t)$ al motorului va coincide cu $m_s(t)$. În cazul motoarelor cu caracteristică mecanică rigidă (motoare de curent continuu cu excitaţie separată sau în derivaţie şi cu flux magnetic de excitaţie constant, motoare asincrone încărcate în jurul puterii lor nominale, sincrone cu factorul de putere apropiat de unitate şi de curent alternativ cu colector, curentul de sarcină este proporţional cu cuplul electromagnetic, respectiv de sarcină. În locul curentului echivalent se va putea introduce un *cuplu echivalent* mediu pătratic:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} m_s^2(t)\,dt} \simeq \sqrt{\frac{1}{t_c}\sum_1^m M_j^2 t_j} \qquad (7-18)$$

respectînd o *putere medie* pătratică echivalentă

$$P_e = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} p^2(t)\,dt \simeq \sqrt{\frac{1}{t_c}\sum_1^m P_j^2 t_j}. \qquad (7-19)$$

După determinarea mărimilor echivalente M_e sau P_e, pentru motorul ales în prealabil, va trebui să avem:

$$M_e \leqslant M_N \text{ sau } P_e \leqslant P_N.$$

Aici M_N, P_N reprezintă cuplul nominal, respectiv puterea nominală a motorului iniţial ales. Ambele inegalităţi vor fi cît mai apropiate posibil de egalitate, pentru a evita supradimensionarea motorului.

Oricare ar fi metoda de verificare termică a puterii nominale a motorului de acționare, acesta va fi supus obligatoriu și unor verificări de ordin mecanic.

Capacitatea de suprаîncărcare mecanică este definită prin raportul adimensional dintre cuplul critic sau maxim M_{cm} al motorului și cuplul nominal $M_N(\lambda = M_{cm}/M_N)$. *Cuplul de pornire* M_p al motorului, corespunzător alimentării motorului cu tensiunile nominale fără reostate în circuitul rotoric, raportat la cuplul său nominal, reprezintă cantitatea adimensională $M_{p*} = M_p/M_N$. Valorile exacte pentru mărimile λ și M_p se pot lua din standardele de stat sau normele interne ale fabricilor constructoare. Orientativ, capacitatea de suprasarcină mecanică variază între 1,6...3 la motorul asincron, 2,5...3 la motorul sincron și 2...3,5 la motoarele de curent continuu; M_{p*} variază între 0,6...0,75 la motorul sincron cu colivie simplă, 1,8...3 la motoarele de curent continuu. La motoarele sincrone cuplul de pornire în asincron este 0,2...0,3 din cuplul nominal.

Dacă M_M este cuplul electromagnetic maxim dezvoltat de motor în cursul funcționării sale cu un grafic de sarcină îndeobște cunoscut în timp, trebuie să fie îndeplinită inegalitatea

$$M_M < \lambda M_N. \qquad (7-20)$$

Dacă se ține seama de posibilitatea reducerii tensiunii de alimentare datorită unor cauze incidentale, se preferă ca în locul condiției (7—20) să se utilizeze condiția:

$$M_M \leqslant 0{,}85\ \lambda M_N = 0{,}85 M_{cm}. \qquad (7-20')$$

Această relație constituie *verificarea la suprasarcină mecanică* a motorului. La pornire cuplul static rezistent M_{sp}, creat de sarcină la arborele motorului, trebuie să fie inferior cuplului electromagnetic de pornire a motorului de acționare. Dacă se cunoaște raportul $M_{p*} = M_p/M_N$, urmează să fie îndeplinită inegalitatea:

$$M_{sp} < M_{p*} M_N. \qquad (7-21)$$

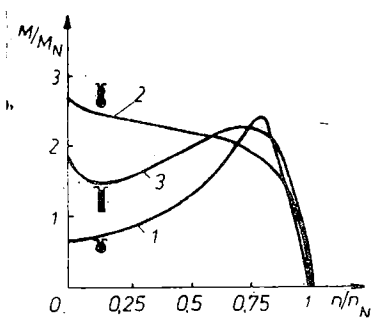


Fig. 7—6. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit cu colivie simplă (*1*), dublă (*2*) și cu bare înalte (*3*).

În situația nerespectării condițiilor de verificare mecanică (7—20') și (7—21), puterea nominală a motorului va fi majorată deși din punct de vedere termic aceasta este adecvată.

La unele acționări cu motoare asincrone, care pornesc în sarcină și necesită cuplu mare de pornire, în cazul că nu este posibilă utilizarea motorului cu rotor bobinat, se poate alege un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte sau cu dublă colivie. La aceste motoare $M_{p*} = M_p/M_N = 1{,}1...2{,}5$ (fig. 7—6).

7.7. ALEGEREA TIPULUI DE MOTOR, A TENSIUNII, FRECVENȚEI ȘI TURAȚIEI

La proiectarea unui sistem de acționare electrică trebuie să se aleagă soluția cea mai eficientă sub aspect tehnic și economic. Stabilirea *tipului* de motor electric (motor asincron sau sincron, de curent continuu sau alternativ cu colector) se face ținînd seama de caracteristica mecanică a mașinii de lucru acționate (cuplu necesar la pornire, posibilitatea de supraîncărcare) de necesitatea modificării turației și în ce domeniu, de calitățile dinamice impuse acționării (rapiditatea necesară la pornire, frînare sau reversare), de necesitatea reglării automate a vitezei, de comportarea motorului respectiv sub aspectul stabilității statice și dinamice. De exemplu, la acționarea unei pompe centrifuge turația nu trebuie să varieze prea mult cu sarcina, pompa impune o turație minimă, la care presiunea de refulare nu scade mult față de cea corespunzătoare turației nominale, pe de altă parte peste turația nominală apare o supraîncărcare inadmisibilă a motorului. Motorul asincron este foarte potrivit pentru această acționare.

Trebuie luate în considerare toate avantajele și dezavantajele fiecărui tip de motor, randamentul și cheltuielile de investiții și de exploatare. Astfel, motorul *asincron* trifazat cu rotorul în *scurtcircuit* este cel mai ieftin și cel mai robust, iar dacă colivia este dublă sau are bare înalte, asigură și cuplul mare de pornire, în schimb nu se poate regla viteza prin metode clasice economice. Prin utilizarea surselor de frecvență și tensiune variabilă, motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit se utilizează la acționările reglabile din industria textilă, la acționarea căilor cu role, la mașini de prelucrarea lemnului etc. Variația numai a tensiunii sau înserierea de rezistoare în stator se aplică numai la puteri mici. *Motorul asincron cu inele* asigură un cuplu mare de pornire și permite reglarea turației în anumite limite, cu pierderi în reostat, precum și frînarea electrică. Se utilizează frecvent la acționarea mașinilor de ridicat, ascensoarelor, mașinilor de extracție miniere, grupurilor Ward-Leonard. Acționarea pompelor este deosebit de avantajoasă cu motoare cu inele deoarece pierderile de alunecare sînt mici ca urmare a dependenței puterii de cubul turației.

Motorul *sincron* are avantajul unui factor de putere bun, care poate fi și capacitiv, dar necesită sursă de curent continuu pentru excitație. Se utilizează la puteri mai mari de 100 kW pentru acționarea compresoarelor cu piston și turbocompresoarelor, pompelor mari, ventilatoarelor pentru aerajul minier (la puteri de mii de kW), mașinilor de defibrarea lemnului etc.

Motorul de *curent continuu* este mai scump, dă dificultăți în exploatare datorită uzuri periilor și lamelelor de colector, în schimb poate lucra în domenii mari de turație, cu reglarea precisă și rapidă, asigurînd o frînare electrică de bună calitate.

Puterea motoarelor de curent continuu este limitată de colector la 10MW. Acționările principale și auxiliare ale laminoarelor, mașinile de extracție minieră, elicele navelor, mașini unelte mari (strunguri carusel, mașini de rectificat etc.), acționările din industria celulozei și hîrtiei, textile, poligrafice sînt antrenate de motoare de curent continuu.

7.7.1. Alegerea tensiunii și frecvenței

Odată ales tipul de motor, se stabilește *tensiunea de alimentare*, în funcție de puterea motorului și de sursa disponibilă. Tensiunile nominale ale motoarelor de curent alternativ sînt următoarele (STAS 1 893—72); pentru motoare monofazate: 127 V (de evitat), 220 V pentru motoare trifazate: 220 V; 380 V; 500 V (de evitat); 660 V; 6 000 V; 10 000 V. La motoarele trifazate cu puteri de sub 200 kW se utilizează tensiunile 380 și 660 V, pe cînd la puteri mai mari tensiunea de alimentare este 6 000 sau chiar 10 000 V. La acționări de puteri mici (sub 500 W), se pot utiliza motoare monofazate. Dacă nu există rețeaua trifazată, motoarele asincrone

trifazate pot fi alimentate de la rețeaua monofazată folosind o fază auxiliară obținută cu ajutorul condensatoarelor (de exemplu la acționarea compresoarelor, pompelor și ventilatoarelor de la locomotivele electrice feroviare alimentate în curent monofazat, 25 kV, 50 Hz).

Motoarele de curent continuu se fabrică pentru tensiunile standardizate de 110 V; 220 V; 440 V. Motoarele de tracțiune electrică de putere mare se alimentează la tensiuni mai mari (500 V la tramvaie, 750 V la troleibuze și 1 500 V la locomotive de curent continuu). Pentru alimentarea motoarelor de curent continuu de pe locomotivele cu redresoare se poate adopta tensiunea optimă, care duce la gabarit minim al motorului de anumită putere (la motoarele cu excitație serie cu puteri de ordinul sutelor de kW, această tensiune optimă este în jur de 1 000 V). Motoarele de curent continuu de tensiuni mai mari de 1 500 V nu se construiesc decît în mod excepțional, din cauza dimensiunilor mari ale colectorului (tensiunea dintre două lamele de colector vecine este limitată la 20 V de pericolul apariției focului circular). Dacă sursa de alimentare este mai mare, motoarele se alimentează în serie (cazul locomotivelor cu motoare de 1 500 V alimentate de la firul de contact de 3 000 V).

Frecvența tensiunii de alimentare a motoarelor de curent alternativ este de regulă frecvența rețelei industriale (50 Hz în Europa, 60 Hz în America). Frecvențele mai ridicate (200...300 Hz) se utilizează la unele acționări de mașini-unelte cu motoare asincrone, care necesită turații mai mari de 3 000 rot./min. (mașini de rectificat interior, centrifuge, ferăstraie electrice, unelte electrice de mînă, mașini de prelucrat lemnul, utilaje miniere etc.), sau unele acționări din aviație, unde se urmărește un gabarit mai redus al mașinilor electrice (circuitele magnetice de curent alternativ au dimensiuni cu atît mai mici cu cît frecvența este mai mare).

Utilizarea frecvențelor reglabile, obținute la convertoarele statice, se extinde tot mai mult la acționările cu motoare asincrone sau sincrone, pe măsura scăderii prețului de cost al tiristoarelor și al echipamentului electric de comandă aferent.

7.7.2. Alegerea turației nominale și a raportului de transmisie

Turația nominală a motoarelor de curent continuu poate fi stabilită la proiectare, printr-o corelare potrivită a curentului nominal și a fluxului inductor. Motoarele de curent continuu de turații joase se pot construi relativ ușor, dar sînt mai voluminoase și deci mai scumpe decît cele la turații mari. Turațiile nominale ale motoarelor de curent continuu sînt standardizate, stabilite fiind treptele de turații identice sau apropiate de cele ale motoarelor asincrone, la care numărul de poli este determinat pentru turația nominală. Și la motoarele asincrone, prețul de cost este sensibil influențat de turație la aceeași putere. Astfel dacă la un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit de 30 kW, 380 V, grad de protecție IP 44 se consideră masa și costul ca fiind 100%, la turația nominală de 725 rot/min la 900 rot/min acestea sînt de 70% respectiv 75%, la 1 470 rot/min, 50%, iar la 2 950 rot/min de numai 45%. Cu alte cuvinte, la acest tip de motor, costul este mai puțin de jumătate la 725 rot/min decît la 2 950 rot/min.

Utilizarea unor motoare cu turații nominale reduse permite adesea cuplarea directă a acestora la mașina de lucru. Acest lucru este desigur avantajos, ținînd seama de costul reductorului și de înrăutățirea randamentului global produsă de pierderile mecanice din reductor (fiecare treaptă provoacă scă-

derea randamentului cu 2 ... 3%). Cuplarea directă se aplică ventilatoarelor, pompelor, polizoarelor etc., în special la turații mari. Dacă turația mașinii este mică, alegerea între acționarea cu cuplaj direct și motor lent și cea cu transmisie mecanică intermediară și motor de turație mare trebuie făcută ținînd seama de diferența de preț dintre reductor și costul suplimentar al motorului de turație mică, de necesitatea protejării motorului de eventualele șocuri care pot să apară la arbore și care ar putea fi atenuate de transmisie, de necesitatea unor opriri rapide, cînd motorul trebuie decuplat de la arborele mașinii de lucru, cînd acesta are momentul mare de inerție. Adesea poate fi precumpănitor aspectul tehnic al simplității montajului, gabaritul și ușurința de exploatare.

Odată stabilită necesitatea transmisiei intermediare între motorul de acționare și mașina de lucru, adoptarea turației nominale a motorului și a raportului de transmisie trebuie să fie justificată atît din punct de vedere economic (prețul de cost minim) cît și tehnic (timpul de accelerare trebuie să fie cît mai mic pentru reducerea la minim a duratei proceselor tranzitorii, care încarcă suplimentar rețeaua și motorul). Adesea se utilizează *motoare cu reductor*, la care motorul și reductorul sînt înglobate într-o carcasă comună, care poate cuprinde și mașina de lucru (de exemplu tamburii de antrenare la mașinile de ridicat, perforatoare electrice de mină etc.).

În general, transmisiile mecanice cu raport de transmisie subunitar (multiplicatoare de turație) nu se utilizează din cauza dificultăților constructive și de exploatare și a randamentului scăzut. Dacă sînt necesare turații mai mari de 3 000 rot/min se pot utiliza motoare cu colector (de curent continuu sau alternativ) sau motoare asincrone alimentate la frecvențe ridicate.

7.8. ADAPTAREA MOTORULUI LA CONDIȚIILE AMBIANTE DE FUNCȚIONARE

Acționările electrice funcționează în diferite condiții climatice și de mediu (temperatură, umiditate, puritatea aerului, amestecuri explozive etc.). Din marea varietate de tipuri constructive, trebuie ales motorul care corespunde cel mai bine acestor condiții.

7.8.1. Tipul constructiv, gradele de protecție și modul de răcire al motoarelor electrice

Tipul constructiv al motoarelor de acționare este definit în funcție de poziția arborelui, de tipul lagărelor și modul lor de amplasare.

Ținînd seama de marea diversitate constructivă a mașinilor electrice, tipul constructiv este simbolizat prin litere și cifre (Codul I, STAS 3998/1-74) sau numai prin cifre (Codul II, STAS 3998/2-74). Simbolul de bază cuprinde literele IM, care denotă că simbolizarea mașinii este cea adoptată pe plan mondial. În codul I se folosește litera B pentru mașinile cu axa orizontală și litera V pentru mașinile cu axa verticală. În codul II cifrele simplifică categoria formei constructive, poziția de montaj sau tipul capătului de arbore. Alegerea codului I sau II este facultativă.

În figura 7—7 sînt expuse trei dintre cele mai răspîndite tipuri constructive de motoare electrice de putere mică și medie.

Gradul de protecție al motorului se referă la împiedicarea, printr-o construcție adecvată, a atingerii părților conductoare sau în mișcare ale mașinii și a

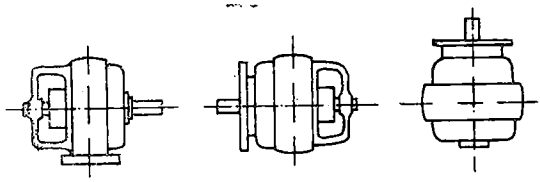


Fig. 7—7. Diferite tipuri de motoare electrice: *a* — motor cu arbore orizontal și lagăre în scuturi (simbol cod I: IMB3, cod: II IM 1001); *b* — motor cu arbore orizontal, fixat cu flanșă (simbol cod I: IMB 5, cod II: IM 3001); *c* — motor cu arbore vertical, fixat cu flanșa (simbol cod I: IMV 3, cod II: IM 3031).

pătrunderii corpurilor străine sau a apei în interiorul acesteia. Gradele normale de protecție se simbolizează cu literele IP urmate de două cifre: prima cifră (0 ... 6) se referă la protecția contra atingerii sau pătrunderii corpurilor străine, a doua cifră (0 ... 8) se referă la protecția contra pătrunderii lichidelor în motor.

În tabelul 7—2 se dau definițiile gradelor normale de protecție utilizate la mașinile electrice rotative, iar în tabelul 7—3, gradele de protecție ale motoarelor electrice.

TABELUL 7—2

Grade normale de protecție a mașinilor electrice rotative (STAS 5325-70)

Prima cifră caracteristică	Denumirea	A doua cifră caracteristică	Denumirea
0	Fără protecție	0	Fără protecție
1	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 50 mm	1	Protejat contra picăturilor de apă de condensație
2	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 12 mm	2	Protejat contra picăturilor de apă ce cad sub un unghi de maximum 15° față de verticală
3	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 2,5 mm	3	Protejat contra apei sub formă de ploaie
4	Protejat contra corpurilor solide cu grosimi mai mari de 1 mm	4	Protejat contra stropirii cu apă
5	Protejat parțial contra prafului	5	Protejat contra jeturilor de apă sub presiune
6	Protejat total contra prafului	6	Protejat împotriva condițiilor de pe puntea navelor
		7	Protejat contra efectelor imersării în apă
		8	Utilaj submersibil

Gradul de protecție se marchează pe plăcuța indicatoare sau pe carcasă. Un motor electric cu gradul de protecție IP 22 este o mașină în execuție protejată contra pătrunderii corpurilor solide mai mari de 12 mm grosime și protejată contra picăturilor de apă ce cad sub un unghi maxim de 15° față de verticală. IP 44 reprezintă de exemplu, o mașină protejată împotriva atingerii cu unelte și a pătrunderii corpurilor solide străine de peste 1 mm (pentru locurile deschise fără praf), protejată contra stropirii cu apă din orice direcție.

TABELUL 7—3

Grade normale de protecție pentru mașinile electrice rotative (STAS 625-71)

Prima cifră (Protecția contra atingerilor și pătrunderii corpurilor solide străine)	A doua cifră (Protecția contra pătrunderii apei)								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8
	Grade de protecție								
0	IP00								
1		IP11S							
2		IP21S	IP22S	IP23S					
3				IP33S					
4					IP44				IP48
5					IP54	IP55	IP56		

În funcție de locul unde trebuie să fie montat motorul electric și de diversitatea condițiilor legate de mediu, protecția motorului se va adapta în concordanță cu prevederile STAS 625-71.

Astfel, de exemplu, motoarele neprotejate (IP 00) se pot utiliza în încăperi cu aer curat, fără praf, instalate în spații închise (macarale, excavatoare, elevatoare, ascensoare), IP 11, IP 22 — în încăperi fără praf, cu apă sub formă de picături (sala cazanelor, sau sala mașinilor, în ateliere); IP 33 aer cu mult praf, apă în cădere liberă (exploatări miniere fără pericol de explozie, fabrici de ciment, chimice, de cauciuc, de zahăr, metalurgie, laminoare etc.)

Motoarele electrice utilizate în aer liber sînt protejate contra intemperiilor și sînt simbolizate cu litera W. La aceste motoare, aerul de ventilație, în circuit deschis, înainte de a intra în mașină trece printr-un filtru, făcînd coturi (de exemplu la IPW 33 aerul intră lateral și iese frontal sau viceversa).

Gradul de protecție afectează foarte mult gabaritul motoarelor și deci prețul de cost, motiv pentru care alegerea sa trebuie făcută foarte judicios.

După modul de răcire sau tipul ventilației motoarele electrice pot fi cu ventilație *naturală*, cu *autoventilație* forțată sau cu ventilație forțată *independentă*. La motoarele cu ventilație naturală, evacuarea căldurii se face prin convecție naturală, fără a dispune de ventilatoare sau aripioare la rotor care să intensifice circulația aerului. Acest tip de răcire se utilizează la puteri mici sau la motoare deschise (IP 00). Majoritatea motoarelor au ventilatoarele montate pe arborele motorului, cu rolul de a intensifica convecția aerului, deci schimbul de căldură cu mediul ambiant. La motoarele cu un grad ridicat de protecție (IP 44, IP 55) ventilatorul se amplasează în exteriorul carcasei. Mașinile cu autoventilație la turații mici trebuie încărcate cu sarcini reduse, deoarece cantitatea de căldură vehiculată de ventilator scade cu pătratul turației.

La mașinile cu ventilație forțată independentă ventilatorul nu este așezat pe arborele mașinii, ci în exteriorul acestuia sau se utilizează un alt mediu de răcire (apă sau hidrogen) pus în mișcare în exteriorul mașinii.

Nu numai mediul ambiant poate să influențeze comportarea motoarelor de acționare ci și invers, acestea pot să acționeze asupra mediului înconjurător prin ventilațiile și zgomotele pe care le produc, lucru de care trebuie să se țină seama la alegerea motoarelor.

Nivelurile admisibile de vibrații (STAS 8 681—70) se precizează pentru mașinile cu masa între 0,1 kg și 2 000 kg, turația între 300 și 3 600 rot/min, cu lagăre proprii, în funcție de înălțimea axei arborelui. Nivelul de vibrații se măsoară prin valoarea eficace V_{ef} a vitezei de vibrație (mm/s). Sînt stabilite 4 trepte de calitate a mașinilor sub aspectul vibrațiilor: N—normală (nivelul admisibil de vibrații de la 1,12 la 4,5 mm/s); R—redusă (V_{ef}=0,45 ...2,8); S—specială (V_{ef}=0,28...1,8); P—foarte redusă (V_{ef}=1,7...1,12). Valorile mai mici se referă la înălțimi mai mici ale înălțimii axei arborelui. Nivelurile admisibile de vibrații se referă la motoarele înseși, necuplate cu mașinile de lucru. Pentru reducerea vibrațiilor, cuplarea mașinilor trebuie făcută în așa fel încît arborii să fie paraleli, iar axele lor să coincidă. Elementele elastice puse între mașină și fundație pot să amortizeze vibrațiile de înaltă frecvență (cauciuc, pîslă, plută) sau cele de joasă frecvență (reostate elicoidale). În prezent se fabrică o gamă largă de amortizoare de vibrații numite *vibrașoc*.

Nivelurile admisibile de zgomot (STAS 8 274—74) se exprimă în *decibeli* (dB) și reprezintă valoarea admisibilă A a nivelului ponderat al presiunii acustice L_A, la distanța de 1 m de carcasa mașinii, la mers în gol, pentru gradele de protecție IP 22 și IP 44. Nivelurile maxime de zgomot admise de standard sînt cuprinse între 67 dB (A) la puteri sub 1,1 kW și turații de 600...960 rot/min și 100 dB (A) la puteri de 400 kW și turații de 3 150...3 750 rot/min.

7.8.2. Protecția motoarelor electrice și a echipamentului electric destinat funcționării în atmosferă cu pericol de explozie

În acționările electrice care funcționează în atmosferă explozivă cum este cazul în minele de cărbuni cu degajare de griz (gaz metan) sau în alte sectoare industriale, unde este posibilă formarea unor amestecuri explozive de gaze, vapori, ceață sau praf combustibil împreună cu aerul atmosferic, trebuie luate măsuri constructive de protecție, care să împiedice aprinderea acestor amestecuri ca urmare a scînteilor și a arcului electric format din cauza unor contacte electrice imperfecte sau ca urmare a supraîncălzirii locale a anumitor părți componente cum ar fi înfășurările motoarelor sau transformatoarelor.

Echipamentul electric protejat contra exploziilor se împarte în două grupe (STAS 6877,1...10,1973—74):

— grupa I, cu protecția antigrizutoasă (simbol Ex I) destinat lucrărilor miniere grizutoase;

— grupa a II-a, cu protecție antiexplozivă (simbol Ex II) destinat unor locuri de muncă în care există pericol de atmosferă explozivă alta decît gazul metan. În funcție de caracteristicile atmosferei explozive, echipamentul din această grupă se subdivide în trei subgrupe de explozie în funcție de compoziția chimică a gazelor (II A, II B, II C) și șase clase de temperatură (T 1...T 6) în funcție de temperatura maximă admisă la suprafața echipamentului.

Echipamentul electric cu protecție *antigrizutoasă și antiexplozivă* poate împiedica aprinderea atmosferei explozive exterioare acestuia în următoarele moduri de protecție:

1 — capsulare antideflagrantă — simbol d;
2 — capsulare presurizată — simbol p;

3 — siguranță intrinsecă — simbol i;
4 — înglobare în nisip — simbol q;
5 — imersiune în ulei — simbol 0;
6 — siguranță mărită — simbol e;
7 — protecție specială — simbol s.

Exemple. Protecție antigrizutoasă, capsulare antideflagrantă — simbol Ex d I. Protecție antiexplozivă, capsulare antideflagrantă, subgrupa II A, clasa T 3 de temperatură (temperatura maximă de suprafață 200°C), Ex d II A T 3. Protecție antigrizutoasă cu siguranță mărită, combinată cu capsulare presurizată—Ex p I. Protecție antiexplozivă, cu capsulare presurizată pentru clasa T 5 de temperatură (100°C)—Ex p II T 5.

Capsularea antideflagrantă (*d*) constă în închiderea echipamentului electric într-o cutie, carcasă etc., în care, chiar dacă se va produce explozia, ca urmare a pătrunderii amestecului exploziv, șocul dinamic al acesteia va fi suportat fără deteriorări și totodată va fi împiedicată transmiterea exploziei înspre mediul ambiant. Acest lucru se realizează adoptînd o construcție de rezistență mecanică sporită, care se verifică prin încercări hidraulice, prin laminarea și răcirea gazelor fierbinți între suprafețele de îmbinare carcasă-capac.

În construcția utilajelor antideflagrante s-a renunțat la realizarea unor carcase perfect etanșe, cu garnituri de cauciuc sau azbest, care se deteriorează repede și s-a adoptat principiul șlefuirii suprafețelor de contact, prin care pot să iasă gazele fierbinți. În figura 7—8 se arată o secțiune schematică printr-o carcasă antideflagrantă și se exemplifică modul de construcție a capacelor de rulmenți de la motoarele antideflagrante.

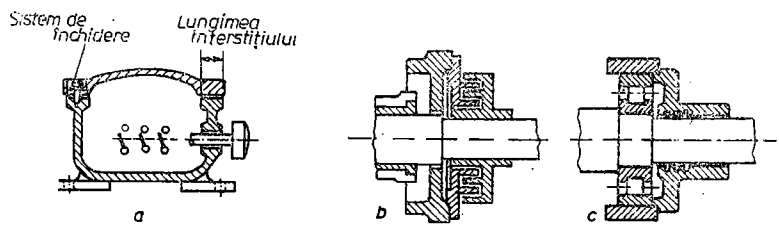


Fig. 7—8. Capsularea antideflagrantă (*a*) și capace de rulmenți utilizate în construcția antideflagrantă: *b* — cu labirinți; *c* — capace netede.

Motoarele electrice antiexplozive antideflagrante utilizate în acționări în industria chimică petrolieră etc., se construiesc în țară cu puteri cuprinse între 0,8 și 100 kW, cu 2 . . . 8 poli și tensiuni de alimentare pînă la 660 V, în tipurile constructive. Gradul normal de protecție este IP 44. Carcasa cu nervuri de răcire este executată din tablă de oțel sudat, de mare rezistență mecanică. Scuturile, placa și cutia de borne și capacele de etanșare a rulmenților și a trecerilor arborelui sînt turnate din fontă cenușie. Etanșarea intrării în cutia de borne se face fie cu garnituri de cauciuc, fie prin turnare de smoală (compound). În figura 7—9 este arătată o secțiune printr-un motor în construcție antiexplozivă, antideflagrantă, iar în figura 7—10, un transformator antigrizutos antideflagrant.

Capsularea presurizată (*p*) se obține prin închiderea părților echipamentului electric care prezintă pericol de amorsare a exploziilor într-o carcasă în care se menține o suprapresiune de gaz (aer curat sau gaz nepericulos, inert) care împiedică aspirarea amestecului exploziv din mediul ambiant. Suprapresiunea se asigură prin ventilație frontală continuă sau prin venti-

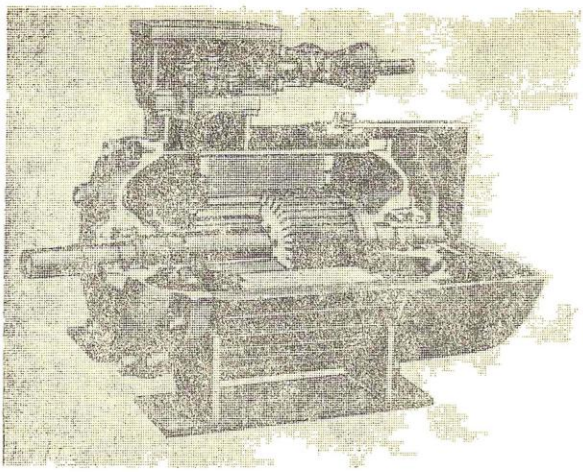


Fig. 7—9. Motor asincron cu dublă colivie în construcție antiexplozivă antideflagrantă.

Fig. 7—10. Transformator antigrizutos antideflagrant (Ex dI).

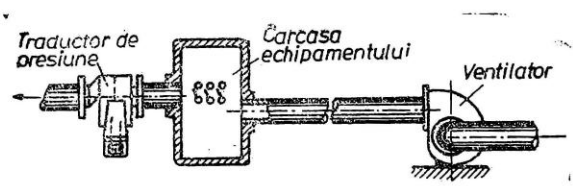


Fig. 7—11. Capsulare presurizată.

lație inițială și menținerea în exploatare a suprapresiunii statice. În figura 7—11 este ilustrat principiul protecției prin presurizare.

Siguranța intrinsecă (*i*) se bazează pe principiul că o scînteie electrică nu poate aprinde un amestec exploziv dacă nu are o energie suficientă. Aprecierea siguranței intrinseci se face cu ajutorul curentului minim de aprindere (în circuite cu caracter inductiv) sau a tensiunii minime de aprindere (în circuite capacitive), care reprezintă valorile minime care la 1 000 scîntei provoacă numai o aprindere a amestecului exploziv. Micșorarea energiei scînteilor se poate face prin micșorarea inductivității sau capacităților.

Siguranța intrinsecă la generatoare și motoare urmărește anihilarea acțiunii inductivităților. Șuntarea bornelor mașinilor electrice cu rezistențe ohmice de descărcare duce la creșterea de 3—4 ori a curentului de aprindere, deoarece în cazul întreruperii circuitului, energia înmagazinată în cîmpul magnetic creat de înfășurările mașinii se disipă pe aceste rezistențe, micșorîndu-se în mod corespunzător energia disipată în scînteie sau în arcul electric de la contacte.

Gradul de protecție normal al echipamentului cu siguranță intrinsecă trebuie să fie minim IP 54.

Protecția cu înglobare în nisip (*q*) constă în izolarea de mediul ambiant prin închiderea într-o carcasă a părților echipamentului electric (cu grad minim de protecție IP 54) care prezintă pericol de aprindere și înglobarea acestora în nisip de cuarț de o anumită granulație, umiditate și compoziție chimică.

Protecția prin imersiune în ulei (*o*) se asigură prin scufundarea în ulei de transformator a părților componente ale echipamentului (grad minim de protecție IP 54) care în funcționare normală produc arcuri electrice, scîn-

tei sau se încălzesc (fig. 7—12). Adîncimea de scufundare trebuie astfel aleasă încît temperatura maximă produsă la suprafața băii de ulei să nu depășească o valoare limită la care amestecurile explozive de deasupra să nu poată fi aprinse. Această protecție este aplicată în echipamentele cu supraveghere continuă, fără posibilitatea producerii de deranjamente.

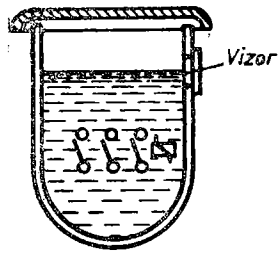


Fig. 7—12. Protecția prin imersiune în ulei.

Protecția cu siguranță mărită (*e*) se asigură prin luarea de măsuri suplimentare de proiectare și construcție față de cele adoptate în practica industrială obișnuită, astfel încît să fie exclusă formarea de scîntei, arcuri electrice sau temperaturi periculoase, capabile să aprindă amestecurile explozive. În special se acționează prin îmbunătățirea izolației, a legăturilor la contacte, protecției contra solicitărilor exterioare și limitării suprasarcinilor în funcționare. Siguranța mărită se poate obține prin utilizarea gradului de protecție IP 44 la carcasele ce conțin elemente sub tensiune, respectiv IP 54, dacă aceste elemente nu sînt izolate, prin utilizarea unor materiale izolante antihigroscopice și neinflamabile (suprafețele prelucrate ale stratitexului se lăcuiesc, materialele plastice se folosesc numai dacă au stabilitate termică, mecanică și la foc corespunzătoare), prin asigurarea unor distanțe minime de conturnare și străpungere, prin executarea corectă a racordării conductoarelor, a izolației electrice. Întreprinderea de mașini electrice București fabrică motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit cu siguranță mărită la puteri pînă la 100 kW.

Protecția specială (*s*) cuprinde măsuri diferite de cele enunțate mai sus. De exemplu, la lămpile electropneumatice, utilizate în minerit, aerul comprimat care acționează turbina și generatorul electric are acces în primul rînd în globul de sticlă ce protejează lampa, astfel încît la spargerea acestuia, aerul comprimat iese în exterior și nu mai acționează turbina generatorului, care nu mai produce tensiune.

Indiferent de modul de realizare a protecției, mașinile electrice antiexplozive trebuie să aibă gradul de protecție normal cu cel puțin IP 23, iar cele antigrizutoase de cel puțin IP 44. Această condiție nu este obligatorie la mașinile electrice antiexplozive cu puteri de peste 150 kW, dacă acestea sînt montate în încăperi supravegheate. Transformatoarele cu protecție antiexplozivă și antigrizutoasă trebuie să aibă gradul de protecție normală de cel puțin IP 54.

Protecția antiexplozivă depinde nu numai de tipul constructiv, ci și de modul de utilizare, de solicitările exterioare la care pot fi supuse echipamentele. Diferitele tipuri de protecție sînt încercate la solicitările și modul de lucru estimate a fi întîlnite în exploatare. De acest lucru trebuie să se țină seama la alegerea echipamentului. De exemplu, motoarele asincrone cu rotorul în scurtcicuit cu siguranță mărită nu se pot instala în acele locuri unde sînt solicitări mecanice puternice sau dacă sarcinile sînt intermitente, cu variații mici. De asemenea nu se vor utiliza astfel de motoare în locurile unde există posibilitatea ca amestecurile explozive acumulate să persiste timp îndelungat, deoarece izolația înfășurărilor, chiar și la execuțiile îmbunătățite și la solicitări moderate, au o viață limitată.

1. Pentru acționarea unei mașini de lucru se folosește un motor asincron cu inele colectoare de tipul M 2—91—8, de fabricație românească, avînd datele nominale $P_N=60$ kW; $n_N=975$ rot/min; $U_{1N}=380$ V; $I_{2fN}=136$ A; $\eta_N=0{,}91$; $\cos\varphi_N=0{,}79$.

Motorul se utilizează în serviciul continuu (S1), dar numai cu 71% din puterea sa nominală, fiind deci supradimensionat.

Enumerați ce dezavantaje apar față de un motor ales corect.

Rezolvare. Puterea motorului ales corect este

$$P=0{,}71\cdot 60=42{,}6 \text{ kW}.$$

Din anexa III, tabelul A. 3.3, ar trebui să luăm un motor de putere nominală 45 kW, de tipul M 2-72-6. La motorul folosit M 2-91-8 apar, în primul rînd cheltuieli de investiție suplimentare. Gabaritul este de asemenea mai mare. Desigur că întreaga instalație (aparate de manevră, de protecție, conductoarele folosite, racordul etc.) trebuie să fie supradimensionate. În plus, cheltuielile de exploatare cresc la motorul de 60 kW, datorită curentului reactiv, respectiv a puterii reactive Q_N mai mari. Ultima depinde de puterea nominală (activă), fiind practic independentă de sarcină. Avem

$$Q_N=P_N \operatorname{tg}\varphi_N=\frac{P_N\sqrt{1-\cos^2\varphi_N}}{\cos\varphi_N}=60\cdot\frac{\sqrt{1-0{,}79^2}}{0{,}79}=46{,}6 \text{ kvar}.$$

În ce privește factorul de putere al motorului supradimensionat, de 60 kW, el este

$$\cos\varphi=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q_N^2}}=\frac{42{,}6}{\sqrt{42{,}6^2+46{,}6^2}}=0{,}675.$$

S-a neglijat variația randamentului și chiar această mărime adimensională.

Motorul corect ales are datele nominale $P_N=45$ kW, $n_N=975$ rot/min, $U_{1f}=380$ V, $I_{2fN}=82$ A, $\cos\varphi_N=0{,}78$; $\eta_N=0{,}89$. Puterea sa reactivă nominală este $Q_N=45\sqrt{1-0{,}78^2}=36{,}1$ kvar. Se remarcă deci că motorul supradimensionat absoarbe o putere reactivă mai mare cu cantitatea $\Delta Q=46{,}6-36{,}1=10{,}5$ kvar.

2. O scară rulantă într-un mare magazin trebuie să ridice $N=6\,000$ de persoane pe oră, de masă medie $m=75$ kg, la înălțimea $h=5{,}5$ m. Randamentul scării rulante este $\eta=0{,}6$. Să se determine puterea necesară pentru acționarea scării.

Rezolvare. Puterea utilă necesară este

$$P_u=\frac{L_u}{t}=\frac{Nmgh}{t}=\frac{6\,000\cdot 75\cdot 9{,}81\cdot 5{,}5}{3\,600}=4\,047 \text{ W}=4{,}05 \text{ kW}.$$

Puterea necesară acționării scării, considerînd un randament de 60%, va fi

$$P=\frac{P_u}{\eta}=\frac{4{,}05}{0{,}6}=6{,}75 \text{ kW}.$$

3. Un strung taie un șpan de secțiune $S=4$ mm², cu o viteză $v=30$ m/min. Piesa de oțel prelucrată are o rezistență la rupere $\sigma=600$ N/mm². Admițînd un randament $\eta=0{,}7$, să se determine puterea necesară acționării strungului.

Rezolvare. Forța de tăiere ce trebuie învinsă este

$$F=k\sigma S=4\cdot 600\cdot 4=9\,600 \text{ N},$$

admițînd pentru factorul de tăiere k valoarea mijlocie 4. Puterea de acționare căutată este

$$P=\frac{Fv}{\eta}=\frac{9\,600\cdot 0{,}5}{0{,}7}=6\,857 \text{ W}\simeq 6{,}9 \text{ kW},$$

unde am avut în vedere că $v=30$ m/min.$=0{,}5$ m/s.

4. La un gater (ferăstrău de tăiat bușteni) s-a ridicat cu un dispozitiv wattmetric înregistrator diagrama de sarcină din figura 7—13. În combinatul de prelucrarea lemnului, în care

trebuie montat gaterul, există disponibil un motor asincron în scurtcircuit cu bare înalte, având datele nominale $P_N=75$ kW; $n_N=725$ rot/min; $\eta_N=0{,}903$; cos $\varphi_N=0{,}84$; $I_P/I_N=5$; $M_P/M_N=1{,}2$; $\lambda=M_m/M_N=2$; momentul axial intern de inerție $J_m=0{,}69$ kg·m².

Verificați dacă acest motor poate fi folosit la acționarea gaterului respectiv.

Rezolvare. Cu notațiile din figura 7—13, puterea medie pătratică o vom calcula luînd originea de timp în momentul cînd $P=P_1$, adică la $t=t_0\simeq 3$ s. Ecuația dreptei cu care aproximăm variația puterii măsurată în kilowați, în timpul tăierii (deci între puterile $P_1=50$ kW și $P_2=83$ kW), va fi

$$P=\frac{P_2-P_1}{t_a}\,t+P_1,$$

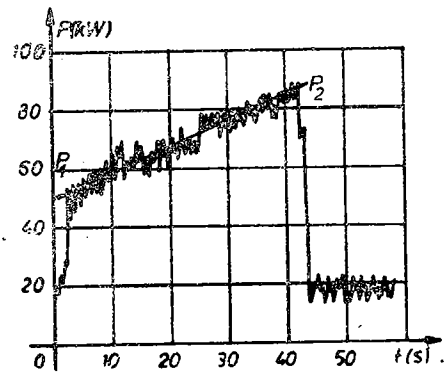


Fig. 7—13. Diagrama de sarcină la un gater.

folosind cunoștințele elementare de geometrie analitică. Puterea medie pătratică echivalentă, pe porțiunea de lucru activ de circa $t_a=40$ s, este

$$P_e=\sqrt{\frac{1}{t_a}\int_0^{t_a}\left(\frac{P_2-P_1}{t_a}t+P_1\right)^2 dt}=\sqrt{\frac{P_1^2+P_1P_2+P_2^2}{3}}=\sqrt{\frac{20^2+50\cdot 83+83^2}{3}}=67{,}2\ \text{kW}.$$

Puterea mecanică utilă la arborele motorului este

$$P=\eta_N P_e=0{,}908\cdot 67{,}2=61\ \text{kW},$$

având în vedere că puterea măsurată a fost cea absorbită chiar în circuitul unui motor identic cu cel disponibil.

Viteza unghiulară nominală a motorului are expresia

$$\Omega_N=\frac{\pi n_N}{30}=\frac{3{,}14\cdot 925}{30}=96{,}8\ \text{rad/s},$$

iar cuplul nominal util al motorului este

$$M_N=\frac{P_N}{\Omega_N}=\frac{75\,000}{96{,}8}=775\ \text{Nm}.$$

Din figura 7—13 se vede că puterea maximă necesară în procesul de tăiere este $P_2=P_M=83$ kW. Într-un prim calcul aproximativ, să considerăm că viteza motorului rămîne nemodificată în cursul șocului de sarcină. În aceste condiții, acestei puteri maxime P_M îi corespunde cuplul de sarcină

$$M_M=\frac{P_M}{\Omega_N}=\frac{83\,000}{96{,}8}=857{,}4\ \text{Nm}.$$

Raportul dintre cuplul maxim M_M și cel nominal M_N are valoarea

$$\frac{M_M}{M_N}=\frac{857{,}4}{775}=1{,}16.$$

De aici rezultă că motorul corespunde la suprasarcina mecanică, deoarece

$$\frac{M_M}{M_N}=1{,}16<\lambda=2.$$

Totuși, un calcul exact trebuie să țină seama de scăderea vitezei în cursul suprasarcinii, cît și de eventuala scădere posibilă a tensiunii de alimentare. În acest scop se poate utiliza metodica de mai jos:

— cuplul critic: $M_{cm}=\lambda M_N=2\cdot 775=1\,550$ Nm;

— alunecarea nominală: $s_N=(n_0-n_N)/n_0=(750-725)/750=0{,}033$;
— alunecarea critică:

$$s_c=(\lambda+\sqrt{\lambda^2-1})s_N=(2+\sqrt{2^2-1})0{,}033=0{,}123;$$

— turația corespunzătoare alunecării critice:

$$n_c=n_0(1-s_c)=750(1-0{,}123)=656 \text{ rot/min};$$

— viteza unghiulară corespunzătoare alunecării critice:

$$\Omega_c=\frac{\pi n_c}{30}=\frac{3{,}14\cdot 656}{30}=68{,}6 \text{ rad/s};$$

— puterea corespunzătoare cuplului critic:

$$P_c=M_{cm}\Omega_c=1\,550\cdot 68{,}64=106\,400 \text{ W}=106{,}4 \text{ kW}.$$

În eventualitatea scăderii tensiunii de alimentare cu 10%, cuplul critic scade la 0,81 din valoarea sa nominală, adică devine

$$M'_{cm}=0{,}81M_{cm}=0{,}81\cdot 1\,550=1\,256 \text{ Nm}.$$

Puterea corespunzătoare acestui cuplu critic este

$$P'_c=M'_{cm}=1\,256\cdot 68{,}64=86\,200 \text{ W}=86{,}2 \text{ kW}.$$

Avînd $P'_c>P_M$ (adică 86,2 kW>83 kW), motorul satisface la suprasarcina mecanică, puterea corespunzătoare cuplului critic, chiar în eventualitatea scăderii tensiunii de alimentare rămînînd superioară puterii maxime din cursul tăierii.

5. Mecanismul de ridicare al unui pod rulant normal are următoarele date: raza tobei $R_T=22{,}5$ cm; viteza de ridicare $v_r=10$ m/min; accelerația la ridicare nu trebuie să depășească $a_r=0{,}2$ m/s². Cunoscînd raportul de transmisie total $i=132{,}86$ dintre motorul de acționare și tobă, s-au calculat pentru operațiile de ridicare și coborîre a sarcinii maxime și pentru operațiile de ridicare și de coborîre a cîrligului gol, următoarele cupluri statice, reduse la arborele motorului: $M_1=109{,}58$ Nm; $M_2=-76{,}7$ Nm; $M_3=18{,}01$ Nm; $M_4=1{,}07$ Nm. Motorul funcționează într-un serviciu intermitent periodic (S3), avînd durata relativă de funcționare activă $DA\%=40\%$ și durata ciclului $t_c=360$ s.
Să se aleagă și să se verifice motorul de acționare.

Rezolvare. Pentru alegerea inițială a motorului se neglijează intervalele de funcționare tranzitorie și se presupune că duratele celor patru operații din ciclul mecanismului de ridicare sînt egale. Cu aceste aproximări, formula cuplului mediu pătratic echivalent devine

$$M'_e=\sqrt{(M_1^2+M_2^2+M_3^2+M_4^2)/4}=\sqrt{(109{,}58^2+76{,}7^2+18{,}01^2+1{,}07^2)/4}=67{,}5 \text{ Nm}.$$

Pentru calcularea puterii echivalente ne fixăm la un motor asincron cu turația de sincronism $n_0=1\,000$ rot/min, alegînd orientativ turația $n=940$ rot/min. Rezultă astfel viteza unghiulară

$$\Omega=\frac{\pi n}{30}=\frac{3{,}14\cdot 940}{30}=98{,}38 \text{ rad/s}.$$

Puterea echivalentă va fi

$$P'_e=M'_e\Omega\cdot 10^{-3}=67{,}5\cdot 98{,}38\cdot 10^{-3}=6{,}64 \text{ kW}.$$

Din seria motoarelor construite pentru a funcționa în serviciul intermitent periodic (S3), indicată în anexa II, alegem motorul M2-42-6, de fabricație I.M.E.B., R.S. România, cu următoarele date nominale la $DA\%=40\%$: $P_N=7{,}5$ kW; $n_N=940$ rot/min; $\lambda=3{,}4$; $GD^2=7{,}69$ Nm² (0,6 kgfm²).
Pentru verificarea termică a motorului trebuie să se țină seama și de regimurile tranzitorii. Momentul de inerție intern este

$$J_m=\frac{GD^2(\text{Nm}^2)}{4g(\text{m/s}^2)}=\frac{GD^2(\text{kgfm}^2)}{4}=\frac{0{,}6}{4}=0{,}15 \text{ kgm}^2.$$

Piesele de pe arborele motorului au momentul axial de inerție $J_r = 0{,}045$ kgm². Momentele axiale de inerție, reduse la arborele motorului și corespunzătoare funcționării cu sarcina maximă cît și funcționării în gol, se pot calcula. Fie acestea

$$J_{r1} = J_{r2} = 0{,}018 \text{ kgm}^2 \text{ și respectiv } J_{r3} = J_{r4} = 0{,}003 \text{ kgm}^2.$$

Deci momentul de inerție, redus la arborele motorului, la funcționarea în sarcină maximă, este

$$J_1 = J_2 = J_m + J_r + J_{r1} = 0{,}15 + 0{,}045 + 0{,}018 = 0{,}213 \text{ kgm}^2,$$

iar la funcționarea în gol

$$J_3 = J_4 = J_m + J_r + J_{r2} = 0{,}15 + 0{,}045 + 0{,}003 = 0{,}198 \text{ kgm}^2.$$

Accelerația unghiulară la arborele motorului se calculează cu relația

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{a_r i}{R_T} = \frac{0{,}2 \cdot 132{,}86}{22{,}5 \cdot 10^{-2}} = 118{,}09 \text{ rad/s}^2.$$

Deducerea acestei relații se face observînd că dacă Ω_T este viteza unghiulară a tobei, viteza lineară a sarcinii este $v_r = \Omega_T R_T$, iar raportul de transmisie motor-tobă este $i = \Omega/\Omega_T$. Calculînd accelerația liniară $a_r = dv_r/dt$ și ținînd cont de egalitățile de mai sus, se obține $d\Omega/dt$ accelerația unghiulară la arborele motorului.

Aplicînd ecuația de mișcare, rezultă cuplurile dezvoltate de motor în regimurile tranzitorii de accelerare (indice a) și de frînare (indice f), corespunzătoare celor patru operații:

$$M_{a1} = M_1 + J_1 \frac{d\Omega}{dt} = 109{,}58 + 0{,}213 \cdot 118{,}09 = 134{,}73 \text{ Nm};$$

$$M_{f1} = M_1 - J_1 \frac{d\Omega}{dt} = 109{,}58 - 0{,}213 \cdot 118{,}09 = 84{,}42 \text{ Nm};$$

$$M_{a22} = M_2 + J_2 \frac{d\Omega}{dt} = -76{,}7 + 0{,}213 \cdot 118{,}09 = -51{,}54 \text{ Nm};$$

$$M_{f2} = M_2 - J_2 \frac{d\Omega}{dt} = -76{,}7 - 0{,}213 \cdot 118{,}09 = -101{,}85 \text{ Nm};$$

$$M_{a33} = M_3 + J_3 \frac{d\Omega}{dt} = 18{,}01 + 0{,}198 \cdot 118{,}09 = 41{,}39 \text{ Nm};$$

$$M_{f3} = M_3 - J_3 \frac{d\Omega}{dt} = 18{,}01 - 0{,}198 \cdot 118{,}09 = 5{,}37 \text{ Nm};$$

$$M_{a4} = M_4 + J_4 \frac{d\Omega}{dt} = 1{,}07 + 0{,}198 \cdot 118{,}09 = 24{,}45 \text{ Nm};$$

$$M_{f4} = M_4 - J_4 \frac{d\Omega}{dt} = 1{,}07 - 0{,}198 \cdot 118{,}09 = -22{,}31 \text{ Nm}.$$

Timpii de accelerare și de frînare, egali pentru toate cele patru operații, se calculează cu relația

$$t_{ai} = t_{fi} = \frac{v_r}{a_r} = \frac{10}{60 \cdot 0{,}2} = 0{,}833 \text{ s}.$$

Timpul corespunzător mișcării uniforme pe operație este

$$t_i = \frac{t_c DA - \left(\sum_{i=1}^{4} t_{ai} + \sum_{i=1}^{4} t_{fi} \right)}{4} = \frac{360 \cdot 0{,}4 - (4 \cdot 0{,}833 + 4 \cdot 0{,}833)}{4} = 34{,}33 \text{ s}.$$

Cuplul pătratic mediu echivalent este

$$M_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{4} M_{ai}^2 t_{ai} + \sum_{i=1}^{4} M_i^2 t_i + \sum_{i=1}^{4} M_{fi}^2 t_{fi}}{t_c DA}},$$

respectiv

$$M_e = \sqrt{\frac{0{,}833(134{,}73^2+51{,}54^2+41{,}39^2+24{,}45^2)+34{,}33(109{,}58^2+\ldots}{360\cdot 0{,}4}}$$

$$\ldots\sqrt{\frac{+76{,}7^2+0{,}83(84{,}42^2+101{,}85^2+5{,}37^2+22{,}31^2)}{360\cdot 0{,}4}} = 67{,}7 \text{ Nm}.$$

Puterea echivalentă este

$$P_e = M_e \Omega_N = 67{,}7 \cdot 98{,}38 = 6\,650 \text{ W} = 6{,}65 \text{ kW},$$

avînd prin urmare

$$P_e = 6{,}65 \text{ kW} < P_N = 7{,}5 \text{ kW}.$$

Aşadar, din punct de vedere termic motorul ales iniţial este corespunzător. Urmează să verificăm motorul la suprasarcină. Cuplul nominal al motorului este

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{7\,500}{98{,}38} = 76{,}23 \text{ Nm};$$

cuplul critic la tensiunea nominală de alimentare în regim de motor este

$$M_{cm} = \lambda M_N = 3{,}4 \cdot 76{,}23 = 259{,}19 \text{ Nm}.$$

Dacă se ţine seama de căderea de tensiune maxim admisă în reţeaua de alimentare de 10% cuplul maxim admisibil al motorului este

$$M_M = 0{,}9^2 \; M_{cm} = 0{,}81 \cdot 259{,}19 = 209{,}95 \text{ Nm}.$$

Cuplul mediu de pornire este

$$\tilde{M} = 0{,}85 M_M = 0{,}85 \cdot 209{,}95 = 174{,}45 \text{ Nm} > M_{a1} = 134{,}73 \text{ Nm}$$

şi deci motorul ales corespunde şi sub aspectul verificărilor de ordin mecanic.

6. Un motor asincron de macara, fabricat pentru serviciul intermitent periodic (S3). are datele nominale $P_N = 17{,}5$ kW şi $DA\% = 25\%$.

Recalculaţi puterea sa nominală la duratele relative de funcţionare activă $DA_1\% = 20\%$ şi $DA_2\% = 30\%$.

Rezolvare. Un calcul exact necesită cunoaşterea pierderilor motorului, constante şi variabile. O rezolvare aproximativă se poate efectua apreciind că la trecerea de la o durată relativă de funcţionare activă DA_1 la alta DA_2, puterea medie pătratică a motorului trebuie să rămînă aceeaşi. Avem deci

$$P_{DA_1}\sqrt{DA_1} = P_{DA_2}\sqrt{DA_2},$$

de unde

$$P_{DA_2} = P_{DA_1}\sqrt{\frac{DA_1}{DA_2}} = P_{DA_1}\sqrt{\frac{DA_1\%}{DA_2\%}}.$$

Aici P_{DA_1}, P_{DA_2} sînt puterile nominale corespunzătoare celor două durate relative de funcţionare activă. Prin urmare

$$P_{20} = P_N\sqrt{\frac{DA\%}{DA_1\%}} = 17{,}5 \cdot \sqrt{\frac{25}{20}} = 19{,}6 \text{ kW};$$

$$P_{30} = P_N\sqrt{\frac{DA\%}{DA_2\%}} = 17{,}5 \cdot \sqrt{\frac{20}{30}} = 15{,}8 \text{ kW}.$$

8. PROTECȚIA SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

În sistemele de acționare electrică dispozitivele de protecție trebuie să asigure protecția motorului electric de acționare, protecția rețelei de alimentare (în sensul separării selective a porțiunilor defecte), ca și protecția mașinilor de lucru antrenate. Sistemele moderne de acționare trebuie să posede o asemenea protecție, încît să tindă la înlăturarea cauzelor însăși și nu doar a defecțiunilor. Această cerință este necesară pentru evitarea deteriorării mașinilor de lucru prin suprasolicitări dinamice, care apar în procesele tranzitorii mecanice de accelerare sau decelerare accidentale. În sistemele uzuale de acționare, cu pretenții mai reduse, se tinde la limitarea efectelor defecțiunilor.

8.1. PROTECȚIA MOTORULUI DE ACȚIONARE

Protecția motorului este extrem de importantă, în vederea asigurării unei bune fiabilități în funcționare și a unei durate normale de exploatare a izolației, cît și a tuturor organelor motorului. Dispozitivele de protecție a motorului au următoarele funcțiuni:

1. Evitarea suprasolicitărilor sale termice, care ar degrada în special izolația înfășurărilor. Suprasolicitările termice pot apărea la scurtcircuite, funcționare în două faze, punere la pămînt sau masă, cît și la suprasarcină mecanică. În asemenea cazuri protecția trebuie să deconecteze motorul.

2. Evitarea funcționării motorului cu tensiune prea mică, din motive ce vor fi expuse mai departe. Întreruperea tensiunii de alimentare poate conduce la accidente, atît pentru personalul de exploatare, cît și în funcționarea mașinii de lucru.

3. Eliminarea supratensiunilor interne, datorită proceselor de comutație, ca și eliminarea supratensiunilor externe, de natura unor supratensiuni atmosferice.

4. Excluderea posibilității funcționării motorului în condiții anormale ale mediului ambiant, care este legată și de clasa de protecție a motorului.

5. Avertizarea personalului de exploatare și semnalizarea cauzelor defecțiunilor.

8.1.1. Cerințele protecției împotriva suprasolicitărilor termice

Suprasolicitarea termică constituie una din cele mai frecvente cauze de distrugere a izolației înfășurărilor motorului, datorită modificării structurii chimice și mecanice a izolației. Aceasta poate avea loc mai lent sau mai rapid. Sarcina motorului este determinantă deoarece curentul motorului depinde de aceasta. Pierderile variabile depind însă de pătratul curentului. În serviciul continuu (S_1) se pretinde ca motorul să poată furniza puterea mecanică nominală, la alimentarea cu o tensiune egală cu 0,95 U_N, ceea ce corespunde unui curent de circa 1,05 I_N. În această situație se cere ca dispozitivele de protecție să nu deconecteze alimentarea motorului timp de 2 ore. Pentru o suprasarcină de (15...20)%, motorul pornit în stare caldă trebuie să fie

deconectat după cel mult 2 ore. Dacă sarcina a devenit 150% din cea nominală, deconectarea motorului trebuie efectuată în maximum 2 minute.

Dispozitivele de protecție nu trebuie să stînjenească pornirea motorului, ceea ce ridică probleme mai ales la pornirea directă a motoarelor asincrone trifazate în scurtcircuit, la care curentul de pornire I_p poate atinge (6...7,5) I_N. Aceasta impune suplimentar ca în condiții de pornire ușoară (pornire în gol sau în sarcină redusă) pentru $I_p=6I_N$, dispozitivul de protecție să deconecteze motorul după cel puțin două secunde. În condițiile unei porniri grele la același curent de pornire, deconectarea motorului trebuie să aibă loc după mai mult de cinci secunde.

Funcționarea în două faze este periculoasă cînd intervine serviciul continuu al motorului asincron trifazat. În serviciile intermitente funcționarea în două faze nu este periculoasă, motorul neputînd porni din nou (motorul asincron monofazat nu are cuplu de pornire).

Întreruperea uneia dintre liniile de alimentare poate avea loc prin topirea unei siguranțe fuzibile incorect dimensionate, prin ruperea conductorului sau datorită întreruperii contactului la borne. Motorul aflat în serviciul continuu de funcționare se poate roti mai departe, cuplul dezvoltat fiind suficient de ridicat. Curentul absorbit din rețea în celelalte două linii poate atinge însă valori de (1,5...2)I_N. Acest curent este prea mic pentru a face să funcționeze sigur dispozitivul de protecție la scurtcircuit, dar suficient pentru a distruge după un anumit timp izolația înfășurărilor. Siguranțele fuzibile nu pot fi folosite pentru această protecție, iar releele de tensiune nu sesizează de obicei ușoara deformare din triunghiul tensiunilor de alimentare, mai ales dacă punctul neutru al motorului este conectat la conductorul neutru al rețelei. Considerațiile expuse fac ca problema sesizării acestui defect să fie delicată; se apreciază totuși că releele de suprasarcină de durată sesizează suficient de sigur funcționarea în două faze. Pot fi folosite relee termice cu bimetal.

Supracurenții de valoare mare pot să apară la un scurtcircuit în motor sau în circuitul motorului. Pentru înlăturarea deteriorării motorului, ca și a scăderii tensiunii rețelei de alimentare, în cazul acestui defect este necesară separarea rapidă de rețea a părții deteriorate (în fracțiuni de secundă). Protecția motorului la scurtcircuit trebuie să fie selectivă.

8.1.2. Variația tensiunii rețelei

Variația tensiunii rețelei se va lua în considerare dacă aceasta depășește $\pm 0{,}05\ U_N$. De obicei variația tensiunii rețelei are loc descrescător la același cuplu de sarcină, curentul preluat din rețea crește. Această creștere trebuie controlată de relee sau de sesizoare termice, amplasate în crestăturile înfășurărilor, constituite din termistoare. Scăderea tensiunii provoacă scăderea cuplului electromagnetic, liniar la motorul sincron, pătratic la motorul asincron.

Dacă viteza de rotație a scăzut prea mult, în mod practic trebuie să aibă loc un nou proces de pornire la revenirea tensiunii la valoarea normală. În cazul existenței mai multor motoare, pornirea simultană poate produce creșterea curentului absorbit și deci o nouă scădere a tensiunii. Evident că în această situație pot fi periclitate atît mașinile de lucru cît și personalul de exploatare. Pentru prevenirea acestor pericole, motorul trebuie să poată fi deconectat de o *protecție de tensiune nulă*, existentă la întreruptoarele automate și la unele contactoare de linie. O protecție temporizată de tensiune poate aduce unele avantaje, dacă sistemele de acționare suportă o

scădere accentuată sau chiar dispariția tensiunii de alimentare pînă la cîteva secunde, mai ales la mașinile de lucru cu moment de inerție mare. La acestea scăderea vitezei de rotație poate rămîne redusă. Motoarele asincrone în scurtcircuit și cele sincrone cu cuplu asincron se comportă mai bine decît motoarele asincrone cu rotorul bobinat și motoarele sincrone ce nu pot dezvolta cuplu asincron la pornire. Pornirea acestora din urmă la revenirea tensiunii este complicată.

Din cele arătate rezultă că protecția la tensiune scăzută constituie mai ales o protecție a mașinii de lucru și a personalului de exploatare. La motoarele a căror funcționare nu este deosebit de importantă se prevede protecție de tensiune scăzută netemporizată. Aceste motoare pot fi pornite din nou după înlăturarea defecțiunii din rețea. Protecția poate fi amplasată centralizat, pe panouri cu avertizare optică și acustică, pentru o grupă de motoare de acționare.

8.1.3. Supratensiuni de origine internă și externă

Supratensiunile pot periclita izolația înfășurării motoarelor; aceasta este în general dimensionată pentru a face față supratensiunilor ce pot apărea în decursul proceselor de comutație. În anumite situații, la motoarele de înaltă tensiune poate apărea uneori străpungerea izolației, mai ales față de masă. Procesele ce au loc posedă un caracter oscilant, determinat de inductivitatea și capacitatea echivalentă a înfășurărilor în ansamblu și între spire, ca și de durata proceselor de comutație, fiind în general complicate și dificil de studiat analitic.

Cînd motoarele de înaltă tensiune sînt alimentate direct din rețea, supratensiunile de origine atmosferică pot deveni periculoase pentru izolație. Undele călătoare de tensiune cu front abrupt sînt cele mai periculoase. Punctul neutru al acestor motoare trebuie legat la pămînt, iar pe ultimul stîlp al rețelei aeriene trebuie amplasate descărcătoare. Se recomandă conectarea unor condensatoare la bornele motoarelor (la tensiunea de 6 kV, capacitatea este de 0,15 μF).

8.2. CONDIȚIONAREA PROTECȚIEI MOTORULUI DE CĂTRE FUNCȚIONAREA ÎN DIFERITE SERVICII TIP

8.2.1. Serviciul continuu (S1)

În acest serviciu motorul tinde la încălzirea limită admisibilă, pe care ulterior o menține. S-ar părea că dacă motorul este corect ales, protecția motorului la suprasarcini nu mai este justificată. Trebuie totuși avute în vedere majorările accidentale ale cuplului de sarcină sau scăderea tensiunii de alimentare, care conduc la majorarea curentului. Funcționarea în două faze duce de asemenea la supraîncărcarea termică a motorului. Deci și în serviciul continuu (S1) este necesară, pe lîngă protecția la scurtcircuit, protecția la suprasarcină de durată.

8.2.2. Serviciul de scurtă durată (S2)

Stabilirea protecției motorului la funcționarea în acest serviciu este o problemă delicată. Într-adevăr, dacă protecția se reglează pentru curentul admisibil de scurtă durată motorul ar fi periclitat dacă ar funcționa accidental

în serviciul continuu, datorită unei exploatări incorecte sau unor defecțiuni. Dacă protecția s-ar regla corespunzător curentului nominal în serviciul continuu, de valoare evident mai mică, funcționarea n-ar fi posibilă la curentul mare admisibil de scurtă durată. O protecție adecvată ar fi complicată și de fiabilitate scăzută; de aceea se preferă adesea o supradimensionare a motorului cu 20 ... 25% față de puterea corespunzătoare din punct de vedere termic.

8.2.3. Serviciile intermitent periodic (S3) și neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic (S6)

Aceleași dificultăți la reglarea protecției termice ca și în serviciul S2, apar în serviciile S3 și S6.

Considerînd serviciul intermitent periodic S3, curentul de reglare a protecției ar putea fi luat egal cu valoarea curentului admisibil de durată

$$I_{r_1} = I_N \sqrt{DA},$$

DA fiind durata relativă de funcționare activă a motorului.

Curentul de reglare s-ar putea alege și punînd condiția ca protecția să nu deconecteze motorul la sarcina nominală în serviciul S3, adică

$$I_{r_2} = \frac{I_N}{k},$$

I_N fiind curentul nominal în serviciul S3 al motorului. Coeficientul k reprezintă raportul dintre curentul de acționare a protecției în serviciul S3 și curentul de reglare al întreruptorului, deci factorul de suprasarcină al releului termic cu bimetal. Acest coeficient depinde de mai mulți factori, printre care constanta termică a protecției, durata relativă de funcționare activă *DA*; el scade simultan cu creșterea lui *DA*.

Dacă $I_{r1} \geq I_{r2}$, drept curent de reglare a protecției poate fi adoptat I_{r2}. În caz contrar se preferă, ca și în serviciul S2, alegerea unui motor de putere mai mare decît ar fi fost necesar în urma verificării termice.

8.3. TIPURI ȘI DISPOZITIVE DE PROTECȚIE A MOTOARELOR

Motivul principal de deteriorare a motoarelor electrice îl constituie supratemperaturile exagerate. Mijloacele de protecție trebuie să sesizeze corect încălzirea motorului, să se comporte la fel ca și organele cele mai sensibile ale acestuia, adică variația în timp a temperaturii elementului sensibil al protecției și a motorului să coincidă. Acest deziderat nu este realizabil decît parțial, din cauza masei diferite ca și a condițiilor de evacuare a căldurii. Dispozitivele de protecție au, în general, o constantă termică mai redusă, încălzindu-se și răcindu-se mai repede decît motorul electric.

Încălzirea motorului nu depinde numai de valoarea curentului absorbit ci și de durata trecerii acestuia. Curenți de (6 ... 8) I_N, caracteristici proceselor tranzitorii de pornire, frînare, reversare, pot fi suportați pentru un timp scurt dacă aceste fenomene nu se repetă prea des. În schimb suprasarcinile reduse de ordinul 1, 2 I_N dar de durată pot conduce la arderea motorului.

Din aceste considerații rezultă necesitatea următoarelor tipuri de protecție: *protecția minimală* (de tensiune nulă), *protecția maximală* sau de *scurtcircuit* și protecția la *suprasarcini relativ reduse*, dar de lungă durată.

8.3.1. Protecția minimală

Această protecție asigură deconectarea motorului de la rețea la scăderea pronunțată a tensiunii de alimentare — de obicei sub (70 ... 85)% din valoarea nominală sau la dispariția acesteia. La revenirea tensiunii motorul nu trebuie să pornească mai înainte de a se fi luat măsurile necesare de protecția muncii sau de funcționare corectă a utilajelor acționate, inclusiv măsurile legate de pornirea propriu-zisă a motorului.

Contactoarele electromagnetice asigură automat acest deziderat, deoarece scăderea sau lipsa tensiunii din circuitele de comandă conduce la declanșarea lor.

Unele motoare pot fi prevăzute cu dispozitive de reanclanșare automată, care la apariția unui deranjament însoțit de o scădere pronunțată, a tensiunii rețelei, de obicei scurtcircuit, întrerupe alimentarea motorului un timp limitat (0,25 ... 1 s), după care se conectează din nou la rețea. Dacă defecțiunile nu au fost înlăturate în acest timp, motorul rămîne deconectat definitiv.

8.3.2. Protecția maximală

Curenții de scurtcircuit, care depășesc 8 I_N, trebuie întrerupți într-un timp cît mai scurt. Pentru aceasta se folosesc întreruptoare automate cu relee maximale de curent sau siguranțe fuzibile.

Siguranțele fuzibile sînt cele mai vechi și cele mai răspîndite aparate de protecție și funcționează pe un principiu deosebit de simplu: un fir sau o lamelă din material conductor (de obicei de argint) se topește și întrerupe circuitul, dacă este străbătut de un curent mai mare decît valoarea pentru care a fost construit fuzibilul, numită curent nominal.

Timpul de topire este cu atît mai mic, cu cît supracurentul este mai mare. În funcție de timpul de topire, siguranțele se împart în: lente, rapide și ultrarapide. Timpii de topire a fuzibilelor la scurtcircuit este de ordinul milisecundelor. Fuzibilul se montează într-un patron de porțelan umplut cu nisip de cuarț, care favorizează stingerea arcului electric. Constructiv, siguranțele fuzibile sînt unipolare cu filet (pînă la 100 A) sau cu mare putere de rupere (cu patron ceramic prismatic și cu furcă), ale căror curenți nominali sînt de 315 A și 630 A.

Siguranțele fuzibile trebuie astfel dimensionate încît să nu se topească la pornirea motoarelor (la pornirea directă a motoarelor asincrone, curentul inițial de pornire atinge (5...7) I_N), dar în același timp să întrerupă circuitul înainte ca conducta de alimentare să se deterioreze ca urmare a încălzirii produse de curentul de scurtcircuit.

Dimensionarea fuzibilelor de protecție a circuitului unui motor se face în funcție de curentul de pornire I_p al acestuia și de timpul t_p de pornire. Curentul nominal al fuzibilului se calculează cu relația:

$$I_{nf} \geq \frac{I_p}{c}, \qquad I_{nf} > I_c; \qquad I_{nf} < 3I_{amd}$$

în care c este un coeficient care ține seama de durata pornirii; $c=2{,}5$ pentru $t_p<10$ s (porniri ușoare); $c=(1{,}6...2)$ pentru $t_p>10$ s (pentru porniri grele)*; I_c este curentul de calcul, corespunzător puterii cerute P_c de un grup de receptoare, care ține seama de gradul de încărcare al acestora și de simul-

* Timpul de pornire poate fi exprimat cu ajutorul relației $t_p=4+2\sqrt{P_N}$, s, P_N fiind puterea motorului în kW.

taneitatea funcționării lor. În cazul unui singur motor, $I_c = I_N$; I_{adm} reprezintă curentul admisibil de lungă durată al conductei de alimentare.

Protecția cu siguranțe fuzibile are următoarele dezavantaje:

— datorită timpului foarte scurt de întrerupere a circuitului, în special la siguranțele ultrarapide utilizate la protecția semiconductoarelor de putere (diode și tiristoare), se produc supratensiuni importante de comutație. Timpul foarte scurt (2...5 ms) este însă necesar pentru a împiedica curentul de scurtcircuit să ajungă la valoarea sa de șoc, care determină solicitările mecanice date de forțele electrodinamice;

— siguranțele fuzibile nu pot asigura o protecție a motorului la suprasarcini mici de lungă durată (condițiile de pornire impun ca fuzibilele să aibă un curent nominal de 2...3 ori curentul nominal al motorului). Chiar dacă curentul nominal al fuzibilului ar fi egal cu cel al motorului, la curenți de suprasarcină mică de 1,5...2 ori curentul nominal, fuzibilul siguranțelor rapide se topește numai după 1...2 ore, timp în care motorul a depășit cu mult temperatura admisibilă;

— patroanele cu fuzibile arse trebuie înlocuite cu patroane noi sau cu fizibile calibrate, timp în care motorul este oprit;

— arderea siguranței pe o singură fază (în special la utilizarea fuzibilelor improvizate) cauzează rămînerea motorului în două faze. Această situație poate fi totuși înlăturată prin reglarea corectă a protecției la suprasarcini de durată.

În instalațiile importante, la care cerințele continuității în alimentarea cu energie sînt mari, în locul siguranțelor fuzibile se utilizează întreruptoare automate.

Întreruptoarele automate, au protecție maximală de curent reglabilă, temporizată, pe toate fazele, relee termice pentru protecția la suprasarcini de durată și eventual relee de tensiune minimă.

Curentul de declanșare al întreruptoarelor automate, cu relce maximale, fără temporizare, se stabilește la valoarea:

$$I_a > 1{,}2I_p; \quad I_a < 4{,}5I_{adm},$$

în care I_a este curentul de declanșare al întreruptorului automat; I_p curentul de pornire al motorului; I_{adm} — curentul admisibil de durată al conductelor de alimentare.

Întreruptoarele automate destinate protecției motoarelor electrice, fabricate în țară, au curenți nominali de pînă la 3 150 A, tensiuni de pînă la 1 000 V c.a. și 1 200 V c.c.

Curenții de rupere ai întreruptoarelor automate sînt de regulă mai mici decît curenții de rupere ai siguranțelor fuzibile de aceeași curenți nominali. De aceea, în instalațiile cu curenți mari de scurtcircuit, se pot întîlni atît întreruptoare automate, cît și siguranțe fuzibile, soluție care la prima vedere ar părea superfluă.

8.3.3. Protecția la suprasarcini reduse, de durată

Astfel de suprasarcini pot apărea frecvent în acționările electrice, fie datorită utilizării incorecte a mașinii de lucru, la parametri care depășesc parametrii nominali, fie datorită unor deficiențe în exploatare (ungere necorespunzătoare, deteriorarea unor lagăre la motor sau la mașina de lucru etc.). Rămînerea în două faze a motoarelor asincrone trifazate nu este în-

totdeauna sesizată, motorul continuă să antreneze mașina de lucru, dar curentul luat de la rețea atinge $(1,5...2)I_N$. Deoarece supracurenții reduși, care de regulă nu depășesc dublul curentului nominal, nu pot fi sesizați de protecția motorului, dar care provoacă încălzirea exagerată a înfășurării motorului, conducînd adesea la scoaterea din funcțiune a acestuia, este necesară o protecție la suprasarcină de durată.

Protecția la suprasarcină de durată poate fi asigurată de *releele termice cu bimetal*. Lamelele bimetalice, care constau din două plăcuțe confecționate din metale cu coeficienți de dilatare diferiți, laminate împreună, se deformează prin încălzirea produsă de curenții motorului ce trec prin ele. Prin deformare, se poate închide sau deschide un contact, care poate comanda deconectarea motorului. Pînă la 100 A releele termice încălzite direct de curentul de lucru, iar la curenți mai mari acestea se încălzesc indirect, fiind conectate în secundarul unor transformatoare de curent sau în paralel cu șunturi de măsură, în cazul curentului continuu.

Curentul de reglare a releelor termice este $I_r=(1,05...1,2)I_N$.

Timpul de deconectare al relelor termice este de ordinul minutelor la suprasarcini mici $(1,1 \ldots 1,2)\ I_N$ și de ordinul secundelor la supracurenți mari $(2 \ldots 8)\ I_N$. Din acest motiv releele termice utilizate la acționările cu durată mare de pornire trebuie să aibă inerție mare.

Dezavantajul protecției cu relee termice constă în faptul că regimul de încălzire a motorului protejat diferă de cel al releului, inconvenient mai important la acționările cu sarcini variabile.

Acționările moderne cu motoare de putere medie sau mare au o protecție termică bazată pe măsurarea temperaturii punctelor critice ale motorului, cu ajutorul unor traductoare termice, montate în aceste puncte de către fabrica constructoare. Semnalele date de aceste traductoare (termocupluri, termorezistențe sau termistoare) indică în permanență temperatura cu ajutorul unor milivoltmetre sau logometre. La depășirea temperaturii admisibile se comandă deconectarea motorului.

Termistoarele utilizate ca sonde amplasate în punctele critice ale motorului au o rezistență aproximativ constantă, pînă la atingerea unei anumite temperaturi, la care valoarea rezistenței crește brusc (fig. 8—1). Această proprietate poate fi utilizată la protecția motorului, ca în figura 8—2. Termistorul, înseriat cu un releu sensibil, este alimentat de un mic redresor.

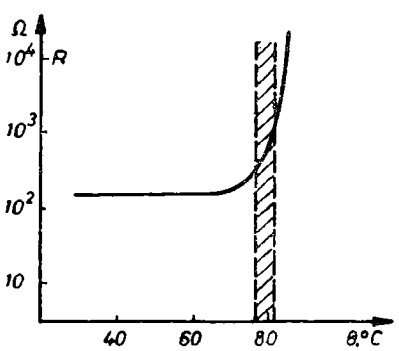


Fig. 8—1. Caracteristica unui termistor utilizat la protecția motoarelor electrice la suprasarcină.

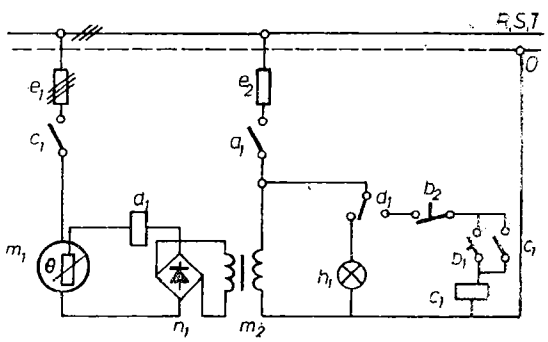


Fig. 8—2. Schema de principiu a protecției motoarelor cu sondă termistor.

La atingerea temperaturii admisibile, egală cu temperatura critică a termistorului, releul declanșează și întrerupe circuitul de alimentare a bobinei contactorului. După ce motorul s-a răcit cu aproximativ 10°C, prin apăsarea pe butonul b_1 se poate conecta din nou la rețea, după ce s-au examinat și înlăturat cauzele care au dus la supraîncărcarea motorului.

8.4. PROTECȚIA VENTILELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

Diodele de putere cu siliciu și tiristoarele au capacitate termică redusă, din cauza masei foarte mici. O creștere neînsemnată a pierderilor disipate sub formă de căldură în tableta semiconductoare, ca urmare a depășirii curentului admisibil, poate provoca o ridicare importantă a temperaturii și distrugerea ventilului. Pe de altă parte, capacitatea semiconductoarelor de a suporta tensiuni inverse este limitată, depășirea valorilor admisibile cauzează străpungerea ventilului și pierderea proprietăților de redresare și comandă. Rezultă deci necesitatea unor dispozitive adecvate și riguroase de protecție.

8.4.1. **Protecția diodelor și tiristoarelor la supracurenți**

Curentul limită de durată al ventilelor cu siliciu reprezintă valoarea medie pe o perioadă a curentului de conducție maxim admis în regim de durată, în schema de redresare monoalternanță și sarcină rezistivă. Pentru dimensionarea dispozitivelor de protecție este utilă cunoașterea *integralei limită de sarcină* I^2t, care reprezintă valoarea maximă admisibilă a integralei în timp a pătratului curentului prin tiristor. Depășirea acestor valori limită determină creșterea inadmisibilă a pierderilor și distrugerea ventilelor. Pentru protejarea diodelor și tiristoarelor la supracurenții care pot să apară la scurtcircuite pe partea de curent redresat, pe partea de curent alternativ, sau la străpungerea unui ventil din schema de redresare, se pot utiliza *siguranțe fuzibile ultrarapide, întreruptoare ultrarapide de curent continuu sau scurtcircuitoare ultrarapide.*

Siguranțele fuzibile ultrarapide trebuie să aibă elementul fuzibil cu capacitate termică mai mică decît a ventilului protejat, cu alte cuvinte, la atingerea curentului limită acestea să deconecteze circuitul (prin topire) înainte de distrugerea ventilului. Timpul de acționare al siguranțelor ultrarapide este de ordinul milisecundelor și cuprinde nu numai timpul de topire, ci și timpul de stingere a arcului, care la curent de scurtcircuit și tensiuni mari de lucru este considerabil. Fuzibilele se utilizează fie înseriate cu fiecare ventil pentru eliminarea din schema cu mai multe elemente în paralel a diodelor sau tiristoarelor cu defecțiuni interne, fie, mai rar, pe partea de alimentare, pentru deconectarea instalației la scurtcircuite exterioare mutatorului. La protecția individuală se pot lega două fuzibile în paralel sau în serie, dacă curenții ce trebuie întrerupți sînt prea mari sau nivelul de tensiune impune acest lucru.

Întreruptoarele ultrarapide de curent continuu utilizate pentru întreruperea curenților de scurtcircuit sau de suprasarcină, acționează în 5...15 ms și au particularitatea că pot declanșa nu numai la o anumită valoare a curentului, dar și la o anumită viteză de creștere a acestuia. Printr-o alegere judicioasă a parametrilor întreruptorului ultrarapid, acesta poate să declanșeze înainte de distrugerea ventilelor sau chiar înainte de arderea fuzibilelor

individuale, în cazul unui scurtcircuit pe partea de curent continuu (foc circular la colector) sau a unei suprasarcini importante. Pentru reducerea supratensiunilor de comutație, camerele de stingere ale întreruptoarelor ultrarapide moderne au o construcție specială care asigură o deionizare puternică și o reducere a tensiunii arcului.

Scurtcircuitoarele ultrarapide cu contacte montate în secundarul transformatorului reduc considerabil solicitarea termică a ventilelor semiconductoare la scurtcircuit datorită timpului foarte scurt de acționare: 0,6...1 ms. Această rapiditate este obținută prin limitarea cursei pieselor în mișcare și reducerea masei lor. Transformatorul pus în scurt de către contactele C_A în momentul tendinței de creștere bruscă a curentului peste valoarea nominală, moment sesizat de traductorul T_c, este deconectat de către întreruptorul automat de curent alternativ I_A (fig. 8—3). Scurtcircuitoarele pot avea și contacte C_B care să scurtcircuiteze bornele de ieșire ale redresorului; curentul menținut prin sarcină de către tensiunea electromotoare a motorului este deconectat de întreruptorul ultrarapid I_B.

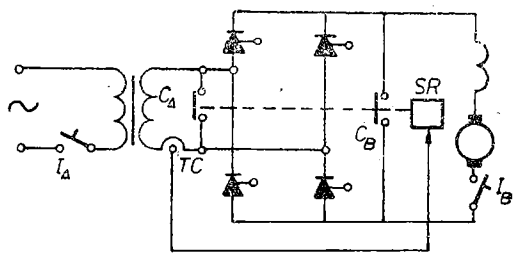


Fig. 8—3. Protecția redresorului cu scurtcircuitor ultrarapid:

I_A — întreruptor automat; I_B — întreruptor ultrarapid; SR — scurtcircuitor ultrarapid; TC — traductor de curent.

Separatoarele ultrarapide care se deschid fără sarcină prezintă avantajul că nu produc supratensiuni și nu solicită prin scurtcircuitare înfășurările transformatorului, fiind dispozitivele de protecție cele mai de perspectivă. Pentru a acționa separatorul din ramura punții redresoare care în momentul respectiv nu este parcursă de curent sînt necesare circuite de comandă și traductoare foarte scumpe, fapt ce limitează în prezent domeniul de aplicare a acestor dispozitive de protecție.

Limitarea curenților prin comandă pe grilă este adesea utilizată în schemele de acționări automate. Se detectează tendința de creștere a curentului peste o limită impusă și se blochează tiristoarele, sau se dă comandă de micșorare a perioadei de conducție.

Protecția mutatoarelor numai cu *întreruptorul automat de rețea* este posibilă atunci cînd curentul de scurtcircuit e limitat de către impedanța de scurtcircuit a transformatorului la valori care să poată fi suportate de ventile un. timp egal cu timpul de declanșare a automatului (50...60) ms.

8.4.2. **Protecția ventilelor semiconductoare la supratensiuni**

Tensiunea inversă aplicabilă diodelor și tiristoarelor este limitată prin construcție. Valorile limită de utilizare a tiristorului la solicitările de tensiune, date în cataloagele de fabrică, sînt foarte importante pentru exploatare. *Tensiunea de vîrf admisibilă* reprezintă valoarea instantanee maximă admisă pentru unele supratensiuni oscilante ce apar în mod periodic. *Tensiunea de impuls* este valoarea limitei maxime încă admise pentru unele vîrfuri de tensiune incidentale, produse de exemplu datorită comutației circuitelor. Depășirea acestei valori nu este permisă nici pentru impulsuri de durată foarte scurtă, deoarece aceasta duce la străpungerea tiristorului.

Tensiuni mai mari decît ale rețelei în care sînt conectate ventilele pot apărea din două motive:

— datorită unor fenomene interne ce însoțesc procesul de trecere din starea de conducție în stare blocată;

— datorită tensiunilor electromotoare de autoinducție la comutația circuitelor sau datorită propagării unor unde de supratensiune de natură atmosferică.

Supratensiunile interne se datoresc regrupării purtătorilor minoritari de sarcină, care în momentul blocării ventilului datorită tensiunii inverse aplicate produc un vîrf de curent invers, care într-un timp de ordinul microsecundelor scade la valoarea sa staționară (10...50 mA). Această scădere bruscă a curentului determină apariția unor tensiuni de inducție, datorită inductivităților din circuit, care suprapunîndu-se peste tensiunea inversă a rețelei, duce la supratensiuni de ordinul a $2\,u_{inv\ max}$ (fig. 8—4). Energia acumulată în cîmpul magnetic al inductivităților poate fi transferată unui condensator legat în paralel cu tiristorul (capacitatea tiristorului fiind foarte mică). Energia asociată cu fenomenul de regrupare a purtătorilor de sarcină este mică, încît valoarea capacității condensatoarelor de protecție este de asemenea mică (zecimi de microfarad). O rezistență de valoare potrivită înseriată cu condensatorul de protecție împiedică producerea de oscilații în acest circuit (fig. 8—5).

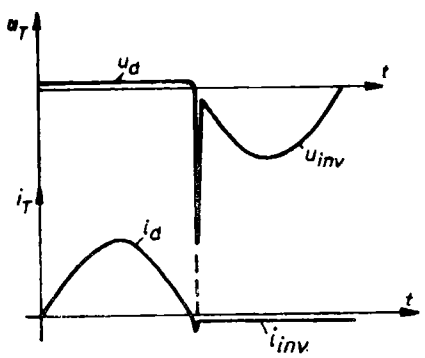


Fig. 8—4. Apariția supratensiunii interne.

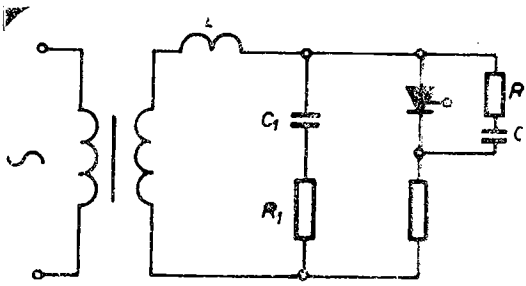


Fig. 8—5. Protecția la supratensiuni interne (R, C) și externe (R_1, C_1).

Supratensiunile externe sînt produse de variațiile bruște de curent în circuitele cu inductivități (înfășurările transformatoarelor, bobinele de netezire). Aceste supratensiuni sînt cu atît mai importante cu cît curenții de lucru ai tiristoarelor și diodelor de putere sînt mai mari. Variații bruște apar la arderea fuzibilelor ultrarapide sau la închiderea și deschiderea normală a circuitului. Ideea de bază a protecției față de aceste supratensiuni este transferul energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al bobinelor ($Li^2/2$) în cîmpul electric al condensatoarelor, a căror capacitate trebuie astfel aleasă încît tensiunea rezultată din relația energiei electrostatice ($CU^2/2$) să nu depășească valorile admisibile. Aceste condensatoare, înseriate cu rezistențe pentru evitarea oscilațiilor (care pot provoca tensiuni de încărcare egale cu dublul tensiunii rețelei) se conectează în paralel cu sursa de curent alternativ (fig. 8—5).

Supratensiunile externe pot fi eliminate și prin utilizarea unor diode de circulație liberă în paralel cu bobina de netezire sau cu sarcina inductivă (fig. 8—6). La întreruperea circuitului, energia stocată în inductivități va fi disipată pe diodele D_1 și D_2 în loc să se disipeze pe tiristor.

Dacă în serie cu un tiristor se conectează o diodă de putere cu un curent invers mai mic decît al tiristorului, la polarizarea inversă aceasta va prelua o tensiune inversă mai mare ca și tiristorul, protejîndu-l (fig. 8-7).

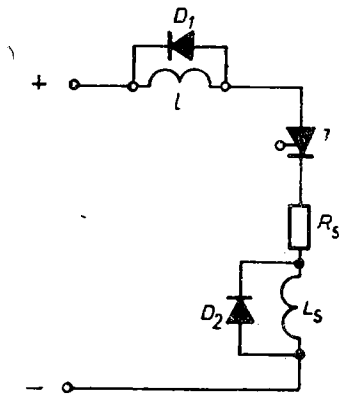


Fig. 8—6. Disiparea energiei inductivităților pe diode de circulație liberă.

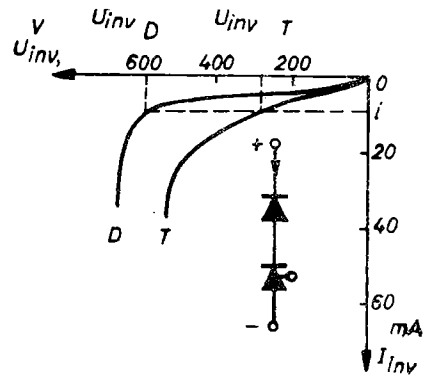


Fig. 8—7. Micșorarea tensiunii inverse pe tiristor prin înserierea cu o diodă.

8.4.3. Limitarea vitezei de variație a tensiunii du/dt și a curentului di/dt la tiristoare

Dacă *viteza de creștere a tensiunii* aplicate pe tiristor $\frac{du}{dt}$ depășește o anumită valoare, tiristorul poate trece în conducție fără impuls de comandă, deoarece apare un curent de deplasare prin capacitățile joncțiunilor, care trece și în circuitul de comandă. Viteza admisibilă $\frac{du}{dt}$ este cuprinsă între 20 și 200 $V\mu s^{-1}$, atingînd și valori mai ridicate la ventilele de tensiune mare. Intrarea tiristorului în conducție fără curent de comandă nu este admisă din cauza apariției unor supraîncălziri locale în tiristor. *Condensatorul legat în paralel cu tiristorul* limitează și viteza de creștere a tensiunii, deoarece *într-un circuit capacitiv, tensiunea pe condensator nu poate crește brusc.* De asemenea, montarea unui circuit RC între grilă și catod poate împiedica intrarea în conducție a tiristorului fără semnal de comandă.

Viteza de creștere a curentului $\frac{di}{dt}$, la intrarea în conducție a tiristorului este de asemenea limitată la valori de 3...30 $A\mu s^{-1}$ (la tiristoarele rapide, această viteză poate atinge 10^3 $A\mu s^{-1}$). Explicația acestei restricții constă în faptul că în primul moment al amorsării tiristorului, numai o mică porțiune din jurul electrodului de comandă conduce curent. O creștere rapidă a curentului într-un timp scurt, deci $\frac{di}{dt}$ mare, înainte ca procesul de con-

ducție să se extindă, poate cauza supraîncălziri locale, așa-numitele „puncte calde" care pot provoca distrugerea tiristorului. Astfel de supraîncălziri locale apar și la intrarea în conducție prin depășirea lui $\frac{du}{dt}$ admisibil, sau dacă tensiunea inversă este prea mare și provoacă o concentrare mare a curentului invers. Distrugerea tiristorului prin supraîncălzire locală mai poate surveni la intrarea în conducție fără comandă, prin depășirea tensiunii admisibile în sens direct. Prin legarea unei *inductivități în serie* cu tiristorul se reduce $\frac{di}{dt}$, deoarece *într-un circuit inductiv curentul nu poate crește brusc*. Bobina poate fi cu miez de fier, pentru a se satura la curenți care deja sînt repartizați pe întreaga joncțiune, astfel încît prin scăderea inductivității bobinei saturate, curentul poate crește cu viteză mare pînă la atingerea valorii nominale.

8.4.4. Protecția circuitului de comandă a tiristoarelor

Circuitele de comandă au puteri mici (tensiuni de ordinul volților și curenți de ordinul zecilor sau sutelor de miliamperi). Variațiile bruște de curent pot produce tensiuni induse în firul de legătură la electrodul de comandă. Din acest motiv, la tiristoarele de curent mari în afară de firul de comandă de la catod se scoate un al doilea fir, pentru ca tensiunile induse să se echilibreze și să se anuleze. Răsucirea celor două fire este de asemenea recomandată în acest scop. Circuitul de comandă trebuie bine ecranat, pămîntat și filtrat pentru evitarea apariției semnalelor parazite.

În figura 8—8, *a*, circuitul R_2D_2 are rolul de a atenua semnalele pozitive pe electrodul de comandă cînd anodul este negativ, limitîndu-se astfel puterea disipată pe joncțiunea J_1 (fig. 6—1). Dioda D_1 din figura 8—8, *a* și *b* înlătură posibilitatea ca electrodul de comandă să devină mai negativ decît catodul, cu mai mult de 1 V, valoare care reprezintă căderea de tensiune în sens direct pe această diodă. Același rol îl au și diodele Zener DZ_1 și DZ_2 din figura 8—7, *c*, ca și dioda D_3 (fig. 8—8, *b*).

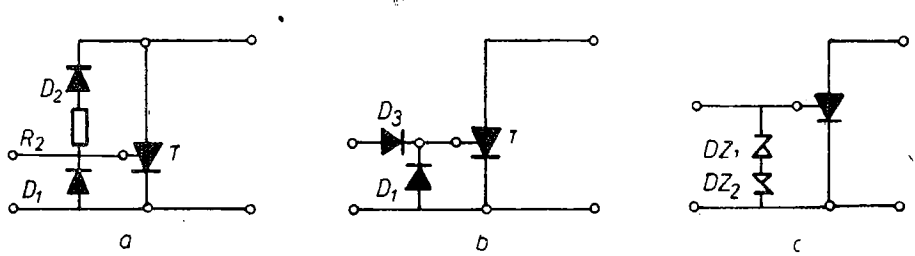


Fig. 8—8. Dispozitive de protecție a circuitului de comandă a tiristorului.

8.5. PROTECȚIA CONTRA TENSIUNILOR ACCIDENTALE

8.5.1. Efectele fiziologice ale curentului electric

La trecerea curentului electric printr-un organism viu apar efecte fiziologice care depind de mărimea, frecvența, durata și traseul curentului. Dacă se depășește o anumită valoare a intensității curentului, efectele sînt patologice

și se împart în: electroșocuri și electrotraumatisme. Electroșocurile sau electrocutările se datoresc acțiunii curentului electric asupra sistemului nervos și asupra organelor interne și pot avea diferite aspecte: zguduiri sau comoții; pierderea temporară a auzului și vocii; pierderea conștiinței; oprirea respirației; fibrilația și oprirea inimii. Electrotraumatismele constau în arsuri și metalizări ale pielii, prin pătrunderea în tegument a stropilor de metal topit.

Electroșocurile puternice, care au efect oprirea respirației și asfixia (care devine definitivă după un timp relativ lung, deci terapeutica ce trebuie aplicată electrocutaților este respirația artificială) sau oprirea inimii, prin acțiunea paralizantă a curentului electric, duc la încetarea din viață. Aceasta poate fi provocată și de arsurile întinse sau care au atins organe vitale.

Limita maximă a curenților nepericuloși este valoarea de 10 mA pentru curentul alternativ de frecvență industrială și de 50 mA pentru curentul continuu (STAS 2612-72). Un curent alternativ de peste 50 mA, care trece prin organism un timp mai mare de 0,1—0,2 s poate produce un accident mortal. Curentul alternativ de frecvență industrială (între 40 și 60 Hz) este cel mai periculos, din cauză că la aceste frecvențe se produc convulsii care fac ca omul să nu se poată elibera de sub acțiunea curentului de valori relativ mici. La frecvențe înalte (peste 400 kHz) nu se mai produc electroșocuri, dar rămîne pericolul arsurilor provocate de curenții de valoare mare.

Valoarea curentului care trece prin corp este determinată de tensiunea la care este supus corpul și de rezistența totală: rezistența de contact la intrarea curentului (între corp și conductorul atins), rezistența organismului și rezistența de contact la ieșirea curentului (în general, rezistența de contact cu solul). Rezistența corpului este datorată în cea mai mare parte pielii și are valori cuprinse între 40 000 și 100 000 ohmi.

Dacă conductivitatea pielii a crescut datorită umidității sau altor factori existenți în mediul ambiant, rezistența organismului scade pînă la 600—1 000 ohmi. La înlăturarea epidermei sau la străpungerea acesteia cînd tensiunea depășește 60—100 V, funcție de grosime, rezistența poate scădea la 200 ohmi.

Rezistența de contact depinde de felul încăperii. Se disting:

— *încăperi foarte periculoase* (umiditate excesivă a aerului, peste 97%; temperatura mediului peste 35°C; medii corosive; mase metalice legate la pămînt care sînt amplasate pe o suprafață mai mare de 60% din suprafața la care se poate ajunge cu mîna);

— *încăperi periculoase* (pardoseală bună conducătoare de electricitate, cum ar fi pămîntul, cărămida, betonul, plăcile metalice; mase metalice legate la pămînt care ocupă o suprafață de pînă la 60% din suprafața accesibilă atingerii; mediu ambiant cu temperatura între 25—35°C, umiditatea relativă între 75—97% sau cu praf bun conducător de electricitate sau în prezența gazelor ori lichidelor care scad rezistența electrică a organismului;

— *încăperi puțin periculoase* (încăperi uscate, cu pardoseală neconducătoare cum sînt: locuințele, birourile etc.).

8.5.2. Producerea accidentelor cauzate de curentul electric

Electrocutările se produc prin atingerea unor elemente aflate în mod normal sub tensiune (atingere directă) sau prin atingerea unor elemente aflate în mod accidental sub tensiune (atingere indirectă).

În categoria atingerilor directe intră:

— atingerea părților conductoare aflate sub tensiune;

— atingerea elementelor scoase de sub tensiune normală, dar rămase încărcate cu sarcini electrice capacitive, prin omiterea descărcării după deconectare;

— atingerea elementelor scoase de sub tensiune, dar aflate sub o tensiune indusă pe cale electromagnetică sau electrostatică de alte instalații aflate sub tensiune, prin omiterea legării la pămînt a elementelor deconectate.

În categoria atingerilor indirecte intră atingerile:

— elementelor instalațiilor electrice care în mod normal nu sînt sub tensiune (stîlpi, carcase metalice, îngrădiri), dar care intră sub tensiune datorită unui defect (deterioare a izolației, rupere sau desprindere de conductoare, conturnare, descărcare electrică etc.);

— elementelor altor categorii de instalații, intrate sub tensiune datorită unor influențe electromagnetice sau electrostatice, de exemplu conducte lungi de apă sau gaze aflate în apropierea unei linii de contact monofazate sau a unei linii trifazate în regim de dezechilibru;

— punctelor de pe sol aflate la potențiale diferite ca urmare a scurgerii prin pămînt a unui curent normal (cazul prizelor de pămînt de exploatare sau a șinelor de cale ferată electrificată) sau în regim de avarie (în cazul deteriorării izolației).

Tensiunea la care este supus subiectul în cazul atingerilor indirecte se numește *tensiune de atingere*, iar în cazul atingerii unor puncte de pe sol, *tensiune de pas*.

Clasificarea pericolelor de electrocutare în atingeri directe și indirecte este determinată de faptul că mijloacele de protecție folosite în cele două cazuri sînt diferite, atenția proiectantului de instalații electrice trebuie îndreptată îndeosebi asupra celei de a doua categorii, ținînd seama de probabilitatea mult mai mare a atingerilor indirecte decît a celor directe, față de care persoanele pot să se ferească, observînd elementele aflate normal sub tensiune. Pentru evitarea atingerii directe utilajele din încăperile foarte periculoase, cum e subteranul, trebuie să fie de construcție închisă (cu gradul de protecție de cel puțin IP 33). Utilajele în construcție deschisă se admit numai în încăperi închise sau supravegheate, cu condiția ca piesele neizolate aflate sub tensiune să fie inaccesibile unei atingeri neintenționate.

Arsurile electrice se pot produce în diferite situații de scurtcircuit, la înlocuirea siguranțelor în timp ce în rețea există un defect care n-a fost înlăturat, la deconectarea unor separatoare sub sarcină, la deschiderea întreruptoarelor de sarcină (cu pîrghie) în timp ce în circuit există un defect, dacă aceste întreruptoare nu au carcase de protecție, la punerea la pămînt însoțită de arc electric puternic etc. În afară de arsurile provocate de căldura mare dezvoltată de arcul electric, există arsuri produse de trecerea unui curent de intensitate mare prin corp. De cele mai multe ori, arsurile și metalizările pielii au loc la elemente aflate normal sub tensiune, astfel încît pot fi considerate accidente prin atingere directă.

8.5.3. Determinarea curentului electric ce trece prin corp

Valoarea curentului care trece prin corp la atingerea unui element aflat sub tensiune depinde în mare măsură de tipul rețelei la care este racordat elementul respectiv. Cea mai mare valoare, pentru un anumit tip de rețea o are curentul, atunci cînd se ating concomitent două elemente cu tensiuni diferite, deoarece în acest caz nu intervine decît rezistența corpului. La atin-

gerea unui singur element sub tensiune, pe lîngă faptul că apare numai tensiunea față de pămînt a elementului respectiv, în general mai mică decît tensiunea între faze, intervine în plus rezistența de punere la pămînt. Rețelele de curent alternativ, chiar dacă au neutrul izolat față de pămînt, se deosebesc față de cele de curent continuu din cauza capacităților conductelor față de pămînt. În rețelele de curent alternativ cu neutrul izolat, de lungime mare, curenții capacitivi sînt atît de mari încît, practic, determină în totalitate curentul stabilit prin corp la atingerea directă.

La verificarea eficacității măsurilor de protecție se consideră rezistența omului $R_h=3\,000$ ohmi în cazul atingerilor indirecte și $R_h=1\,000$ ohmi în cazul atingerilor directe (STAS 2612-72). Voltmetrul cu care se măsoară tensiunile de atingere și de pas trebuie să aibă rezistență interioară mare.

Măsurile de protecție sînt, în general, diferite pentru rețelele de joasă tensiune și rețelele de înaltă tensiune. Se consideră rețele de *joasă tensiune*, rețelele la care tensiunea între o fază și pămînt nu depășește valoarea de 250 V. În categoria instalațiilor de joasă tensiune se includ și cele cu tensiuni de linie pînă la 1 000 V, dacă au neutrul izolat față de pămînt, cum este cazul rețelelor electrice miniere.

Rețelele cu neutrul legat la pămînt. Rețelele trifazate legate la pămînt au punctul neutru al sursei de alimentare legat la pămînt printr-o priză de pămînt de exploatare și sînt preferate față de rețelele izolate, din considerente economice. Punctul neutru legat la pămînt poartă numele de punct de nul sau, mai pe scurt, nulul rețelei.

La atingerea unei faze (fig. 8—9) curentul ce se scurge prin om, prin pămînt și prin rezistența prizei de exploatare R_0, este

$$I_h=\frac{U_f}{R_h+R_0}. \qquad (8-1)$$

Neglijînd rezistența R_0 față de R_h ($R_0\leqslant 4\ \Omega$); $R_h=1\,000\ \Omega$;

$$I_h=\frac{U_f}{R_h}=\frac{U}{\sqrt{3}\,R_h} \qquad (8-2)$$

chiar dacă tensiunea este redusă, cum ar fi cazul transformatoarelor de sudare (70 V), curentul ce se stabilește poate fi mortal ($I_h=70/1\,000=0{,}07$ A). Din această cauză este necesar să se folosească echipamente de protecție, iar schimbarea electrozilor de sudură să se facă după scoaterea de sub tensiune a transformatorului. Utilizarea contactoarelor statice cu tiristoare la alimentarea transformatoarelor de sudare permite deconectarea automată a acestora la întreruperea arcului, deci evită funcționarea lor în gol.

Rețelele cu neutrul izolat față de pămînt. La atingerea unei faze a rețelei izolate, curentul se închide prin om, prin pămînt și prin rezistențele de izolație față de pămînt a întregii rețele, iar dacă rețeaua este lungă, trebuie luate în considerare și capacitățile rețelei față de pămînt (fig. 8—10). Într-o rețea trifazată cu neutrul izolat față de pămînt, dacă sarcinile pe cele trei faze sînt echilibrate diferența de potențial între punctul neutru și pămînt este egală cu zero (rezistențele de izolație și capacitățile față de pămînt, considerate egale pe cele trei faze, creează un punct neutru artificial legat la pămînt). Dacă omul atinge o fază într-o porțiune desizolată, rețeaua se va dezechilibra și punctul neutru se va afla la un potențial U_0 față de pămînt. Curentul activ

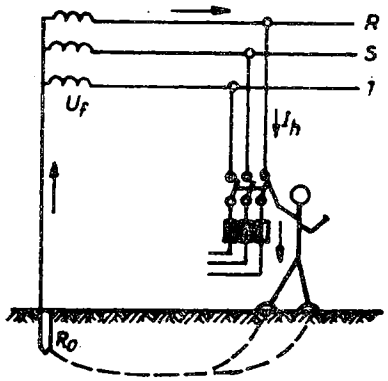


Fig. 8—9. Atingerea unui element conductor al unei rețele trifazate cu neutrul legat la pământ.

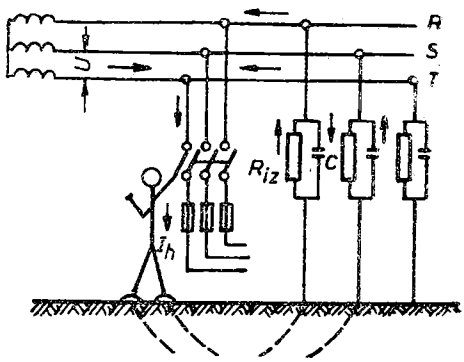


Fig. 8—10. Atingerea unui element conductor al unei rețele izolate.

ce se închide prin rezistențele de izolație și curentul capacitiv care se închide prin capacități, dau un curent rezultant al cărui valoare este:

$$I_h = \frac{U}{R_h\sqrt{3}\sqrt{1+\frac{R_{iz}(R_{iz}+6R_h)}{9(1+R_{iz}^2\omega^2C^2)R_h}}}. \qquad (8-3)$$

Dacă se consideră $U=380$ V, $R_h=1\,000\ \Omega$, $R_{iz}=10\,000\ \Omega$ și $C=10^{-6}$ F (o capacitate relativ mică) curentul ce trece prin om are valoarea $I_h=0{,}140$ A. Dacă rețeaua este scurtă, curentul capacitiv se poate neglija, iar curentul ce se scurge prin om este determinat numai de rezistențele de izolație:

$$I = \frac{\sqrt{3}\,U}{3R_h+R_{iz}}. \qquad (8-4)$$

În cazul unei tensiuni de lucru $U=380$ V, cu $R_h=1\,000\ \Omega$ și limita curentului nepericulos $I_h=0{,}01$ A, pentru a fi evitat pericolul de electrocutare trebuie ca rezistența de izolație față de pământ a fiecărei faze să fie $R_{iz}\geqslant 63\,000\ \Omega$.

Din cele de mai sus rezultă avantajul rețelelor izolate, față de rețelele legate la pământ și anume faptul că intensitatea curentului ce trece prin om poate fi limitată la valori nepericuloase, dacă rezistența de izolație a rețelei se menține la valori corespunzătoare și dacă capacitatea rețelei nu este prea mare, pe cînd la rețeaua cu neutrul legat la pământ, atingerea unei faze este întotdeauna periculoasă. Din această cauză, rețelele izolate se utilizează acolo unde pericolul de electrocutare este mare, de exemplu în subteran, unde condițiile de deservire a utilajelor electrice sînt deosebit de grele — umiditate, praf bun conductor, căldură excesivă etc. De asemenea, utilajele electrice portative se pot alimenta prin rețele izolate față de pământ, folosindu-se transformatoare de separație, cu raportul de transformare 1:1 sau tranasformatoare coborîtoare, care au secundarul izolat față de pământ.

Nu trebuie să se omită faptul că în cazul unei rezistențe de izolație a fazei egale cu zero (de exemplu prin punerea la masă a unei faze ca urmare a deteriorării izolației la un utilaj oarecare) rețeaua izolată devine mai periculoasă decît rețeaua neizolată, de aceeași tensiune, deoarece tensiunea la care este supus omul este de $\sqrt{3}$ ori mai mare. Din această cauză rezistențele de izolație trebuie controlate în permanență prin relee de protecție care acționează la

scurgeri de curent în pămînt. Aparatele de control permanent al izolației, obligatorii la rețelele izolate față de pămînt cu tensiuni cuprinse între 380 și 1 000 V, trebuie să deconecteze instalația atunci cînd rezistența de izolație a fazei față de pămînt scade sub următoarele valori:

— 7 kΩ la 380 V;
— 10 kΩ la 500 V;
— 11 kΩ la 660 V;
— 18 kΩ la 1 000 V.

La rețelele izolate cu tensiuni între 24 și 380 V trebuie verificată săptămînal starea izolației, în caz că nu există aparate de control permanent cu semnalizare. Rețelele cu tensiuni de peste 1 000 V trebuie să aibă dispozitive individuale de control al stării izolației și de semnalizare a punerilor la pămînt.

Legarea la pămînt a neutrului transformatorului, *interzisă cu desăvîrșire în subteran*, este admisă numai la transformatoarele din instalațiile de tracțiune electrică, care nu alimentează alți consumatori. De asemenea este interzisă utilizarea neutrului pentru alimentarea receptoarelor monofazate. În circuitele de comandă alimentate la tensiuni mai mici de 24 V prin transformatoare de separare, legarea unei faze la pămînt este admisă numai în minele fără pericol de explozie. În minele cu pericol de explozie acest lucru este permis numai în circuite cu siguranță intrinsecă.

Descărcări capacitive. Atingerea directă a unor elemente care fac parte din circuitele curenților de lucru poate fi periculoasă chiar dacă elementele respective sînt scoase de sub tensiune în momentul atingerii, prin întreruptoare și separatoare. Pericolul se datorește capacității, care la linii aeriene de înaltă tensiune și la cabluri de energie de orice tensiune poate avea valori mari. Valoarea tensiunii reziduale U_0 în instalațiile de curent continuu este egală cu tensiunea rețelei, iar în instalațiile de curent alternativ depinde de aspectul procesului tranzitoriu de deconectare, putînd atinge valori egale cu dublul valorii maxime a tensiunii.

Dacă un om este izolat față de pămînt și atinge două conductoare aflate sub tensiunea reziduală U_0, curentul care se închide prin corp are valoarea

$$I_h = \frac{U_0}{R_h} \exp\left(-\frac{t}{R_h C}\right) \qquad (8-5)$$

în care C este capacitatea între cele două conductoare.

Rezultă că înainte de a lucra la elementele conductoare, nu este suficientă numai deconectarea lor, ci este necesară scurtcircuitarea și legarea lor la pămînt, prin care să se descarce rețeaua de sarcinile electrice remanente. Din acest motiv condensatoarele de putere sînt conectate de regulă la rezistențe de descărcare, a căror valoare se determină din condiția ca într-un timp impus, tensiunea la borne să scadă pînă la o valoare nepericuloasă.

8.5.4. Mijloace folosite pentru evitarea accidentelor de electrocutare

Măsurile ce se iau pentru evitarea accidentelor prin atingere directă sînt:

— utilizarea unor tensiuni de alimentare cît mai reduse;

— construirea instalațiilor și echipamentelor în așa fel, încît elementele conductoare să fie inaccesibile atingerii întîmplătoare, iar apariția unui arc electric să nu poată produce electrotraumatisme;

— folosirea unor pardoseli din materiale izolante sau acoperirea solului cu materiale izolante;

— limitarea influențelor electrostatice și electromagnetice;

— utilizarea mijloacelor individuale de protecție de către persoanele care deservesc instalațiile electrice.

În ceea ce privește tensiunile reduse, acestea se utilizează în special la alimentarea sculelor electrice portative și a corpurilor de iluminat portative. Pentru corpurile de iluminat portative, tensiunile maxime admisibile sînt 12 V, în încăperi foarte periculoase și 24 V în încăperile periculoase. Tensiunile de alimentare a sculelor electrice portative sînt cuprinse între 24 V și 380 V în funcție de măsurile suplimentare de protecție aplicate (STAS 2612-72).

Mijloacele pentru evitarea accidentelor prin atingere indirectă sînt: protecția prin legare la pămînt; protecția prin legare la nul; izolarea suplimentară de protecție; separarea de protecție; egalizarea potențialelor electrice; deconectarea automată a utilajului defect prin intermediul unor relee de tensiune de atingere (PATA) sau de curent de defect (PACD).

8.5.5. **Protecția prin legare la pămînt**

Legarea la pămînt (STAS 6119-68) a carcaselor metalice ale echipamentelor electrice care în mod normal nu sînt sub tensiune, dar pot fi puse în mod accidental sub tensiune printr-un defect de izolație, are ca efect micșorarea tensiunii de atingere. Dacă carcasele sînt legate la pămînt (fig. 8—11) la un defect de izolație față de carcasă, în cazul rețelelor cu neutrul legat la pămînt, curenții de defect se închid prin priza de exploatare, iar în cazul rețelelor cu neutrul izolat, prin rezistențele de izolație și prin capacitățile față de pămînt ale celorlalte faze.

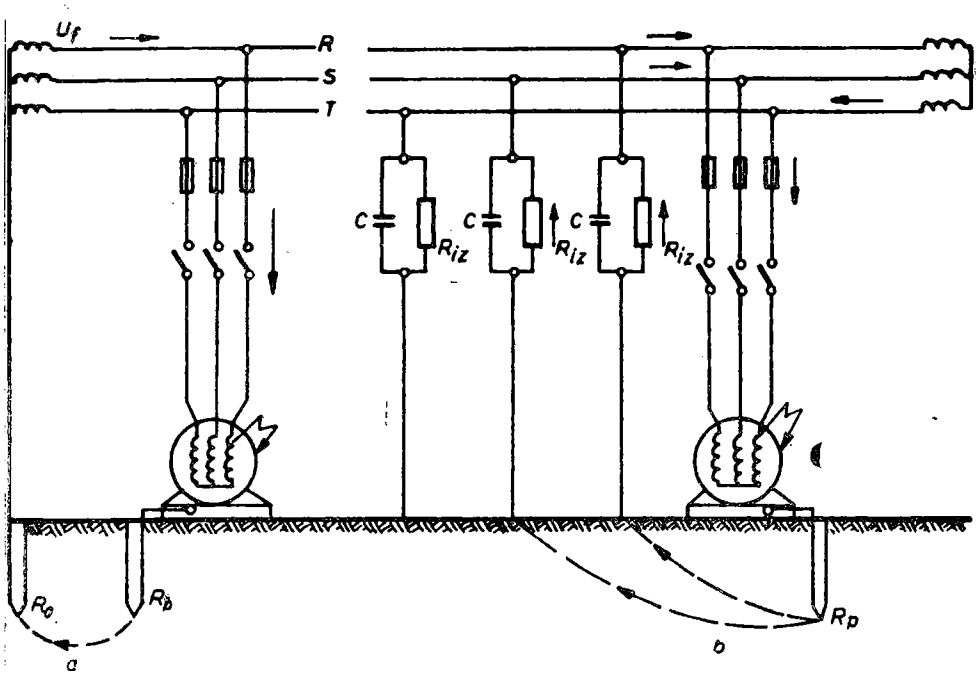


Fig. 8—11. Circuitul curenților de defect în cazul legării carcaselor echipamentelor la pămînt:

a — rețea cu neutrul legat la pămînt; *b* — rețea cu neutrul izolat.

Dacă omul se află cu mîna pe carcasa utilajului electric și cu picioarele la un potențial nul, în ipoteza că rezistența prizei de pămînt este mult mai mică decît rezistența corpului (cum este cazul cel mai frecvent) tensiunea de atingere U_a este determinată numai de curentul de defect I_{sc} și de rezistența legăturii la pămînt R_p:

$$U_a = I_{sc} R_p. \qquad (8-6)$$

Protecția prin legare la pămînt este una din cele mai frecvente măsuri de evitare a pericolului de electrocutare prin atingeri indirecte, în special la rețelele cu neutrul izolat, la care nu se poate aplica legarea la nul, fiind foarte simplă și puțin costisitoare. Dacă rezistența prizei de pămînt și curentul de defect nu au valori prea mari, tensiunea de atingere poate fi adusă la valori nepericuloase (24 ... 65 V, STAS 6212-72).

8.5.6. Protecția prin legare la nul

Protecția prin legare la nul este cea mai răspîndită și se aplică numai rețelelor cu neutrul sursei de alimentare legat direct la o instalație de legare la pămînt de exploatare.

Legarea carcaselor echipamentelor electrice la o rețea de nul de protecție are ca urmare, în cazul unui defect de izolație, producerea unui scurtcircuit între faza defectă și nulul rețelei (fig. 8—12). Curentul de scurtcircuit trebuie să topească fuzibilul siguranței sau să determine declanșarea întreruptorului automat care protejează sectorul defect. Pentru ca protecția să fie eficace, este necesar ca deconectarea echipamentului defect să aibă loc într-un timp mai scurt decît 3 s.

Curentul de scurtcircuit se calculează cu relația:

$$\underline{I}_{sc} = \frac{\underline{U}_f}{\underline{Z}_f + \underline{Z}_n}, \qquad (8-7)$$

în care $\underline{U}_f$ este tensiunea fazei defecte, în V;

$\underline{Z}_f$ — impedanța conductelor fazei defecte, de la sursă pînă la locul defectului, în Ω;

$\underline{Z}_n$ — impedanța conductorului de nul prin care se închide curentul de defect, în Ω.

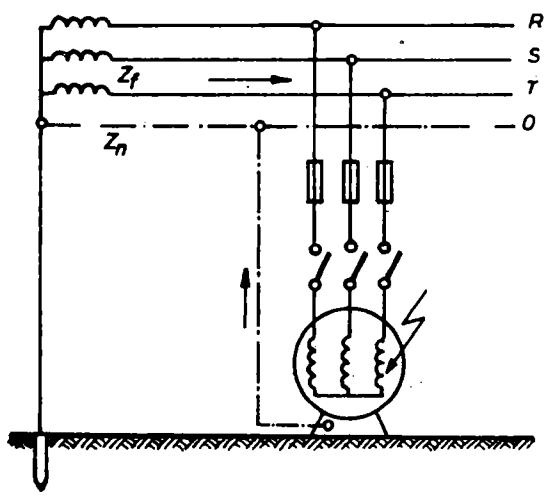


Fig. 8—12. Principiul protecției prin legare la nul.

În caz de defect, tensiunea fazei defecte este mai mică decît tensiunea nominală, din cauza supraîncărcării și dezechilibrului rețelei, diferență cu atît mai mică, cu cît puterea sursei de alimentare este mai mare. În calcule se ia valoarea tensiunii nominale, pentru a ține seama de situațiile cele mai defavorabile și pentru a avea un calcul acoperitor.

Pentru ca deconectarea echipamentului defect să fie sigură, secțiunea conductorului de nul de protecție trebuie să fie suficientă, încît curentul de defect să depășească de cel puțin 3,5 ori curentul nominal al celei mai apropiate siguranțe fuzibile unipolare cu filet, de cel puțin 5 ori curentul nominal al siguranțelor MPR și de cel puțin 1,25 ori curentul de declanșare rapidă al întreruptorului automat de protecție al echipamentului respectiv.

Întreruperea unui conductor de nul de protecție poate avea consecințe deosebit de grave, deoarece toate carcasele utilajelor legate la nul pe partea întreruptă rămîn fără protecție, iar în cazul unei puneri la carcasă la un utilaj, prin intermediul conductorului de nul se pun sub tensiune toate carcasele legate la acesta, mărindu-se pericolul de accidentare. Pentru evitarea acestor situații, rețeaua de nul de protecție trebuie legată în anumite puncte, la instalația prizei de pămînt, creîndu-se astfel căi suplimentare de trecere a curenților de defect. Aceste legături la pămînt repetate ale conductorului de nul de protecție se fac de regulă la tablourile de distribuție, care alimentează, în cele mai multe cazuri, receptoarele prin circuite individuale. Instalațiile de legare la pămînt trebuie astfel dimensionate, încît să poată asigura protecția necesară în cazul în care ar trebui să acționeze singure, adică tensiunea de atingere să nu depășească valorile admisibile, condiție care la rețelele obișnuite poate fi înlocuită cu aceea ca rezistența instalației de legare la pămînt să fie sub 4Ω.

La receptoarele monofazate, legarea conductorului de nul de lucru la carcasă este foarte periculoasă, deoarece în cazul întreruperii accidentale a acestuia, carcasa primește tensiunea fazei prin receptor. Din această cauză, este necesar ca începînd de la tabloul de distribuție la care bara sau borna este legată direct la o instalație de legare la pămînt și pînă la utilajele alimentate din acest tablou, conductorul de nul de lucru trebuie să fie diferit de conductorul de nul de protecție. În cazul în care instalația de legare la nul de protecție nu asigură deziderateie enunțate mai sus referitoare la timpul de deconectare și la curentul de defect precum și în locurile periculoase și foarte periculoase, în care chiar tensiuni de atingere mai mici decît 24 V pot produce accidente prin electrocutare, instalația de protecție prin legare la nul trebuie completată cu măsuri suplimentare de protecție, dintre care cea mai eficace și cea mai răspîndită este legarea la pămînt. Nu este necesar ca toate tablourile de distribuție să fie legate printr-un conductor de nul de tabloul principal, dacă barele de nul ale unor tablouri sînt legate la centura de pămîntare, cu condiția ca secțiunea echivalentă a conductoarelor de nul dintre tabloul principal și tablourile secundare să fie cel puțin egală cu secțiunea conductorului de fază din circuitul de alimentare a tabloului de puterea cea mai mare.

Legarea carcaselor utilajelor și la nul și la pămînt prezintă următoarele avantaje:

— se evită pericolul ce apare la întreruperea conductorului de nul de protecție;

— se evită pericolul ce apare la inversarea conductorului de nul de protecție cu conductorul unei faze;

— se mărește probabilitatea deconectării foarte rapide a utilajului defect, prin creșterea curentului de scurtcircuit;

— se evită pericolul unui contact accidental între nulul de protecție și un conductor de fază, contact ce poate fi stabilit printr-o rezistență mare, care să nu deconecteze dispozitivele de protecție, dar mică în comparație cu rezistența omului.

8.5.7. Protecția prin deconectarea automată la tensiunea de atingere

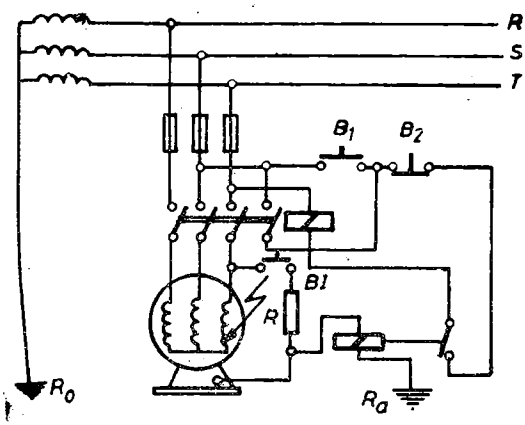


Fig. 8—13. Schema de principiu a protecției automate prin tensiune de atingere.

Această protecție se aplică atît în rețelele cu neutrul izolat cît și în cele cu neutrul legat la pămînt.

Bobina unui releu de tensiune (fig. 8—13) este legată între carcasa echipamentului protejat și pămînt prin intermediul unei prize de pămînt auxiliare. Legarea la priza auxiliară se realizează cu conductor izolat, pentru evitarea scurtcircuitării bobinei. Releul de tensiune acționează asupra întrerupătorului automat al receptorului, în cazul apariției unei tensiuni de atingere periculoasă. *BI* este un buton de încercare a protecției.

8.5.8. Protecția prin deconectarea automată la curent de defect

Protecția se poate aplica rețelelor cu neutrul izolat sau pus la pămînt. Această protecție, sensibilă la curenți de secvență homopolară, se realizează cu un releu de curent alimentat de un transformator homopolar, cu trei transformatoare de curent montate în paralel (montaj Holmgreen) sau cu un transformator de curent montat pe conductorul de nul (fig. 8—14).

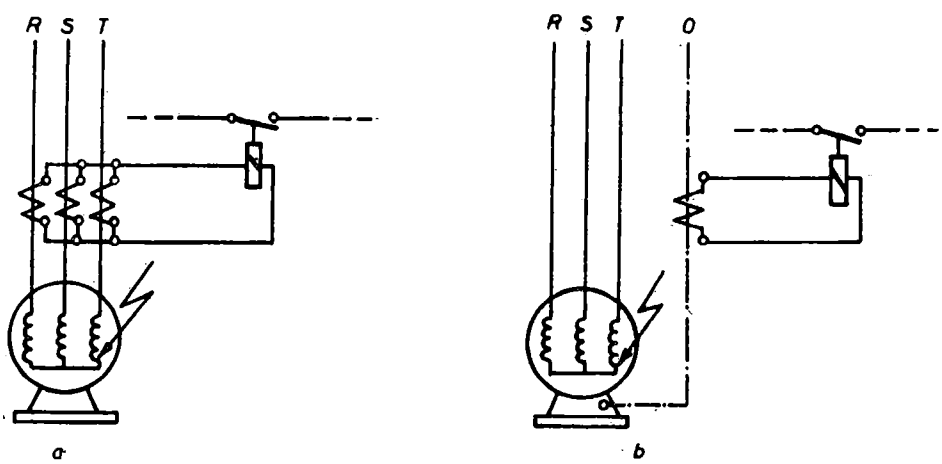


Fig. 8—14. Schema de principiu a protecției automate prin curent de defect (PACD):

a — cu trei transformatoare de curent în paralel; *b* — cu un transformator de curent pe conductorul de nul de protecție.

Partea a II-a. AUTOMATIZĂRI

CAPITOLUL IX

9. INSTALAȚII AUTOMATIZATE. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

Epoca în care trăim este caracterizată de tendințele de înnoire permanentă a forțelor de producție, de stăpînire tot mai deplină a forțelor naturii, dublate de îmbunătățirea și perfecționarea relațiilor de producție și de construirea de sisteme sociale din ce în ce mai avansate. În societatea socialistă forțele și relațiile de producție se dezvoltă și se ameliorează în concordanță cu satisfacerea din ce în ce mai largă a necesităților oamenilor muncii.

Automatica capătă o poziție prioritară de prim rang printre disciplinele tehnice contemporane și în cadrul revoluției tehnico-științifice contemporane, fiind cheia unei dezvoltări necunoscute a științei și tehnicii. Omul este eliberat pe scară tot mai mare de munca fizică și de cea intelectuală monotonă, de rutină, putîndu-se astfel consacra activităților creatoare. Se pun bazele solide pentru ștergerea diferențelor dintre munca manuală și intelectuală.

Trebuie însă de reținut că numai într-o societate socialistă pot fi pe deplin eliminate contradicțiile dintre automatică și dezvoltarea socială, între producerea și distribuția bunurilor de orice fel.

9.1. TERMINOLOGIA UZUALĂ FOLOSITĂ ÎN AUTOMATICĂ

Prin *automatică* se înțelege studiul ansamblului metodelor și a mijloacelor de stabilire a unor legături între diferite elemente și instalații din cadrul proceselor tehnologice, în vederea eliminării intervenției directe a omului din conducerea acestora. Utilizarea automaticii are drept scopuri: ameliorarea calității produselor, funcționarea cu precizie nemodificată a instalațiilor, economii de materiale și de energie, condiții de lucru optime.

9.1.1. Comanda și reglarea automată

Totalitatea operațiilor care fac ca valorile unei mărimi a procesului tehnologic să depindă, în circuit deschis, după o lege prestabilită, de valorile unei mărimi independente de acesta, se numește *comandă*. Putem distinge: a) *comanda manuală*, în care elementele de execuție sînt influențate de către operator; b) *comanda automată*, cînd intervenția omului este exclusă.

Reglarea stabilește o dependență, după o lege prestabilită, pentru valoarea unei mărimi a procesului tehnologic, atît în raport cu mărimile independente, cît și în raport cu cele dependente de proces, asigurînd totodată reducerea influenței mărimilor perturbatoare asupra procesului*. Reglarea se efectuează

* STAS 6019-74. Automatică. Terminologie.

printr-un ansamblu de operații care acționează asupra procesului prin compararea, în circuit închis, a valorii unei mărimi din proces cu o valoare prestabilită (constantă sau variabilă în timp), astfel ca mărimea reglată să fie adusă sau menținută la valoarea prescrisă.

Comanda și reglarea automată se realizează printr-un ansamblu de elemente și legături care poartă denumirea de *instalație* sau *dispozitiv* de automatizare. *Instalația de automatizare* împreună cu *procesul tehnologic* automatizat constituie un sistem automat (*SA*). Remarcăm aici că prin *sistem*, în teoria sistemelor, se înțelege un ansamblu de elemente interconectate și servind unui scop funcțional comun.

Prin *element* al unui *SA* se înțelege partea din acesta care formează o unitate constructivă și realizează una sau mai multe funcțiuni ale *SA*. Un element are una sau mai multe mărimi de intrare x_{i1}, x_{i2}, ..., x_{in} și o mărime de ieșire x_e. Mărimile fizice caracteristice funcționării elementului se primesc prin mărimile de intrare și se transmit prin mărimea de ieșire. Reprezentarea grafică a unui element se face de obicei printr-un dreptunghi (bloc) sau printr-un cerc (fig. 9—1). În *SA* se presupune existența unei dependențe cauzale unidirecționale în sensul de la x_i la x_e, ceea ce echivalează cu afirmația că modificarea mărimii de ieșire x_e este produsă prin modificarea mărimii (mărimilor) de intrare.

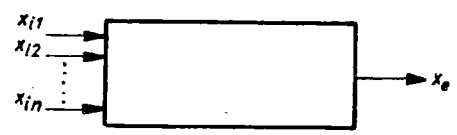


Fig. 9—1. Element cu n mărimi de intrare (x_{i1}, x_{i2}, ..., x_{in}) și o mărime de ieșire x_e.

Exemple tipice de elemente: traductoare, amplificatoare, regulatoare automate, elemente de execuție, instalații tehnologice etc.

Semnalele care se transmit între elemente se reprezintă în concordanță cu STAS 6755-74 (a se vedea tabelul 9—1). Sensul transmiterii semnalelor între elemente se reprezintă prin săgeți. Orice semnal este purtătorul material al unei informații, de pildă tensiune, curent, viteză de rotație, temperatură etc.

Clasificarea după destinație a instalațiilor de automatizare este: a) *de control automat*; b) *de protecție automată*; c) *de comandă automată*; d) *de reglare automată*. Atît sistemele de comandă automată, cît și cele de reglare automată, care ne interesează aici mai mult, pot fi *discrete* și *analogice*, dacă se are în vedere principiul de acțiune al acestora.

Principiul acțiunii discrete, frecvent întîlnit în special în sistemele de comandă automată, se bazează pe comutarea de la o stare la alta a mărimilor fizice susceptibile de a lua valori discrete (exemplul tipic: contactul electric, care poate avea două stări: închis, cînd transmite semnalul, și deschis, cînd acesta nu poate fi transmis).

Sistemele de comandă discretă pot fi clasificate în sisteme cu comandă: *directă*, la care valoarea mărimilor de ieșire depinde de valoarea momentană a celor de intrare; *secvențială*, la care valoarea mărimilor de ieșire depinde nu numai de valoarea momentană a semnalelor de intrare, ci și de evoluția anterioară a unor mărimi din sistem, unele acțiuni depinzînd de executarea unor acțiuni precedente sau de îndeplinirea prealabilă a unor condiții; *cu program*, cînd succesiunea operațiilor se efectuează conform unui program obținut de la un dispozitiv de programare (benzi perforate, discuri feromagnetice, benzi feromagnetice etc.). De fapt ultimele sisteme de comandă fac parte din sistemele secvențiale.

Semne convenționale pentru liniile de transmisie a informațiilor

Denumirea	Semnul convențional
Linie de transmisie (semn general)	
Linie de transmisie electrică	
Linie de transmisie mecanică	
Linie de transmisie pneumatică	
Legătură a liniilor de transmisie	
Priza de măsură	
Indicarea simplificată a liniilor de transmisie în paralel	

NOTĂ. Sensul de transmitere a informațiilor este precizat printr-o săgeată. Indicarea sensului de transmisie a informațiilor este facultativă.

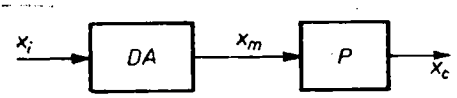


Fig. 9—2. Schema bloc a unui sistem de comandă automată:
DA — dispozitiv de automatizare; *P* — proces; x_i, x_m, x_e — mărimile de intrare, respectiv execuție și ieșire.

Schema bloc sau *structurală** a unui sistem de comandă este redată în figura 9—2. Se remarcă lipsa existenței unei legături de control între dispozitivul de automatizare *DA* și mărimea de ieșire x_e, acțiunile diferitelor elemente fiind unidirecționale.

Caracteristicile și noțiunile de bază ale *comenzii* (cum se mai spune pe scurt sistemului de comandă) trebuie lămurite și aprofundate printr-un exemplu. Să considerăm pentru aceasta un grup generator-motor (fig. 9—3). Instalația trebuie să realizeze o valoare dorită a turației n_M a mașinii de lucru *ML*. Cu un potențiometru se stabilește prin blocul impulsurilor de comandă, unghiul de conducție și cu aceasta tensiunea de ieșire U_e a punții mor ofazate semicomandate. Tensiunea U_e determină, prin curentul de excitație I_{eG}, tensiunea generatorului și cu aceasta turația motorului. Generatorul grupului este antrenat de un motor asincron (nefigurat în schemă), la o turație aproximativ constantă.

Din figura 9—3 este evident că o *comandă reprezintă o acțiune în lanț, respectiv o acțiune deschisă.* Nu se efectuează nici o măsurare și nici o retransmisie a mărimii comandate în scopul unei corecții automate. Se vorbește de

* Reprezentare grafică convențională, în care se indică elementele componente și legăturile dintre acestea, semnalele ce se transmit prin legături, ca și sensul lor.

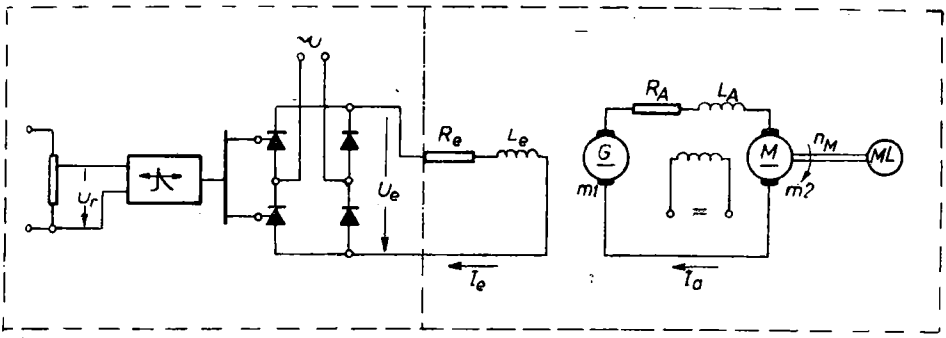


Fig. 9—3. Schema electrică a unui grup generator-motor (Ward-Leonard).

aceea de un *lanț de comandă*. Fiecare lanț de comandă poate fi divizat într-un *organ de comandă* sau dispozitivul de automatizare și un *element comandat*, procesul comandat. Acesta din urmă este partea prin care se realizează scopul propriu-zis al instalației și în care se află influența mărimii comandate (în exemplul nostru, grupul generator-motor). Caracteristică determinantă a elementului comandat este influențarea sa de către fluxul principal de energie.

Organul de comandă este cealaltă parte a instalației prin care se influențează mărimea comandată în sensul dorit (în cazul exemplului nostru, blocul impulsurilor de comandă și redresorul în punte). În lungul lanțului de comandă există o direcție de acțiune stabilită. Ea se poate recunoaște ușor dacă se stabilește o schemă-bloc a semnalelor, cu unele precizări față de cele din figura 9—3, redată în figura 9—4. Ordinea acțiunii într-un lanț de comandă este următoarea: modificarea mărimii de referință (de intrare) x_r atrage după sine o modificare a mărimii de comandă și aceasta o schimbare a valorii mărimii de ieșire a elementului comandat, deci a mărimii comandate. Mărimea de referință x_r din figura 9—4 este tensiunea prestabilită U_r a organului de comandă; ca mărime de comandă x_c poate fi considerată tensiunea U_e de excitație, iar mărimea comandată sau de ieșire x_e este turația n_M a motorului. Mărimile z_1, z_2 reprezintă eventualele perturbații care pot influența comanda. În fiecare lanț de comandă real pot apărea schimbări nedorite ale mărimii comandate datorită influenței *mărimilor perturbatoare*. Acestea pot influența atît organul de comandă, cît și elementul comandat. În cazul concret examinat mărimile perturbatoare z ar putea fi variațiile sarcinii sau ale tensiunii rețelei.

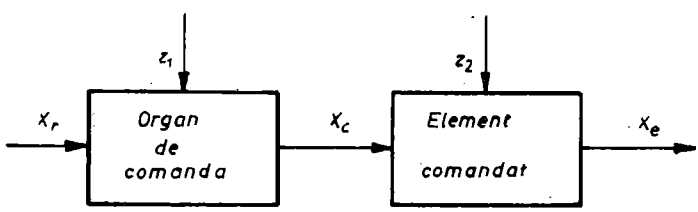


Fig. 9—4. Schema-bloc a semnalelor unui grup generator-motor.

Calculul influenței mărimilor perturbatoare asupra mărimii comandate îl vom analiza pe același exemplu, considerînd cuplul static rezistent M_s drept mărime perturbatoare. Ne ocupăm deocamdată numai de regimul staționar.

Organul de comandă. Între mărimea de referință a turației U_r și tensiunea de ieșire a redresorului U_e se presupune o dependență lineară, de forma

$$U_e = k_1 U_r. \tag{9-1}$$

Elementul comandat. Considerînd că generatorul funcționează pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare și că este antrenat cu turație constantă, tensiunea sa electromotoare va fi

$$E_G = k_G k U_e \Omega_G = k_2 U_e. \tag{9-2}$$

Pentru circuitul indusului este valabilă ecuația de tensiuni

$$E_G = E_M - R_A I_a,$$

avînd $R_A = R_{aG} + R_{aM}$, I_a curentul rotoric comun mașinilor *m1* și *m2*. Rezultă deci

$$E_M = E_G - R_A I_a, \tag{9-3}$$

E_M fiind tensiunea electromotoare a mașinii *m2*, E_G cea a mașinii *m1*. Pentru mașina *m2*, motorul grupului, considerînd fluxul de excitație constant, se poate scrie în regim staționar:

$$E_M = k_3 n_M; \quad M_M = k_M \Phi_M \Omega_M = k_4 n_M. \tag{9-4}$$

În regimul staționar cuplul motor M_M egalează cuplul static rezistent M_s, considerat ca mărime perturbatoare, adică

$$M_M = M_s. \tag{9-5}$$

Ecuațiile de mai sus permit trasarea schemei-bloc a lanțului de comandă (fig. 9—5). Din aceleași ecuații, prin eliminări succesive, se poate deduce

$$n_M = k_r U_r - k_s M_s, \text{ cu } k_r = k_1 k_2 / k_3; \quad k_s = R_A / k_3 k_4. \tag{9-6}$$

De mai sus rezultă că turația motorului depinde de mărimea de referință, cît și de mărimea perturbatoare M_s.

Pe lîngă influența perturbatoare a cuplului static rezistent din exemplul analizat, se mai întîlnesc și alte mărimi perturbatoare (variația tensiunii de alimentare a excitației motorului m_2, modificarea rezistențelor cu temperatura

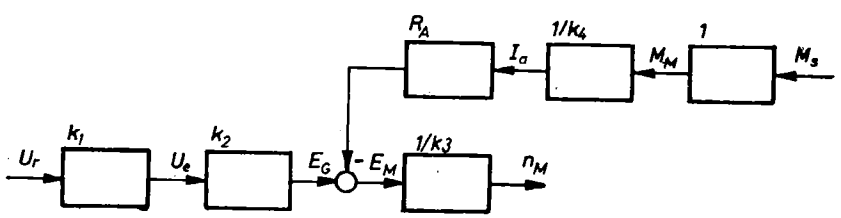


Fig. 9—5. Schema-bloc a lanțului de comandă a unui grup generator motor.

ş.a.). Se poate întîlni cazul cînd toate mărimile perturbatoare acționează împreună și determină abaterea turației de la valoarea dorită. Din cauza înșiruirii acțiunilor tuturor parametrilor și a perturbațiilor într-un lanț deschis, *o comandă este lipsită de posibilitatea unei corecții automate.* Dacă există și cerințe speciale privind precizia și regimul dinamic, pretenții pe care o comandă nu le poate îndeplini, în locul unei comenzi trebuie introdusă o reglare.

În principiu, orice *sistem automat* (*SA*) conține *procesul automatizat* (*P*) sau *instalația tehnologică automatizată* și *dispozitivul de automatizare* (*DA*), figura 9—6. Spre deosebire de sistemele de comandă automată, există și o legătură inversă de control, care se sesizează mai bine examinînd ulterior schema elementelor componente ale unui *SA*.

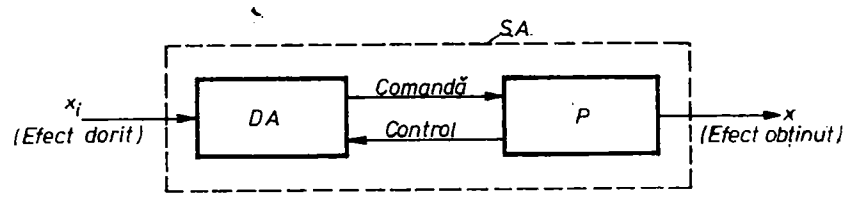


Fig. 9—6. Schema globală a unui sistem automat (*SA*).

În cazul unui *sistem de reglare automată* (*SRA*), a cărei definiție va fi dată mai jos, cu cîte o singură mărime de ieșire x_e și o singură mărime de intrare x_i, schema-bloc al acestuia este reprezentată în figura 9—7. Se recunoaște că reglarea este realizată printr-o acțiune în buclă închisă. Ansamblul *EC*, *R*, *E*, *M* constituie *dispozitivul de automatizare*; ansamblul de elemente *EC*, *R*, *E*, *P* formează *calea directă*, pe cînd ansamblul ce conține elementul M formează *calea inversă* sau de *reacție*. Menționăm că *SA* pot conține și alte elemente, ca de pildă elemente de calcul, convertoare, adaptoare, elemente de prescriere ș.a.

Elementul de comparație *EC* realizează diferența $x_a = x_i - x_r$, dintre mărimea de intrare și cea de reacție, x_a fiind denumit *mărime de acționare*

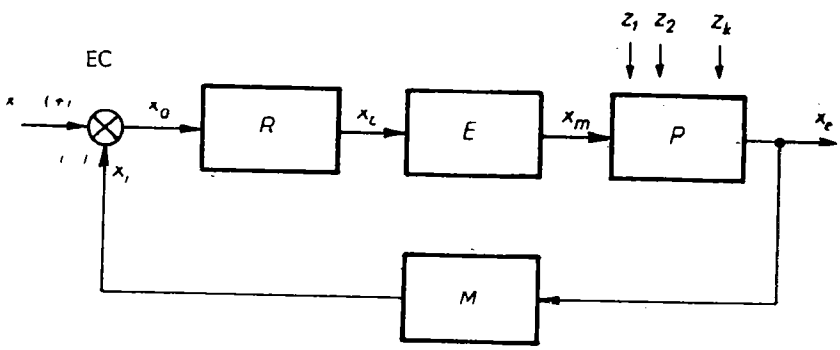


Fig. 9—7. Schema bloc a unui sistem de reglare automată (*SRA*):

EC — element de comparație; *R* — regulator automat; *E* — element de execuție; *P* — proces automatizat; *M* — element de măsurare (traductor, inclusiv eventualul adaptor); $z_1, z_2, \ldots, z_k$ — mărimi perturbatoare; $x_a = x_i - x_r$, mărime de acționare (eroare); x_c — mărime de comandă; x_m — mărime de execuție; x_i — mărime de intrare; x_r — mărime de reacție.

sau *eroare*. Aceasta se aplică regulatorului automat R, constituit din amplificatoare și elemente de corecție. Mărimea x_c, de la ieșirea regulatorului, se aplică la intrarea elementului de execuție E, de cele mai multe ori un motor sau servomotor. Acesta furnizează mărimea de execuție x_m, cu ajutorul căreia se execută schimbările necesare în funcționarea procesului P, astfel ca să se obțină o anumită lege de variație în timp a mărimii de ieșire $x_e(t)$.

Asupra procesului acționează de obicei și diferite mărimi perturbatoare $z_1, z_2, ..., z_k$, care, în absența elementelor din cadrul *SRA*, ar putea produce variații nedorite și inadmisibile în timp ale mărimii de ieșire x_e, după anumite legi de dependență din interiorul procesului P.

În orice *SRA* se realizează pe calea de reacție o legătură între mărimile x_e și x_m (pe traseul $x_e-M-EC-R-E$), care stabilește ce modificări trebuie să sufere mărimea de comandă x_c, în vederea eliminării influenței nedorite a perturbațiilor asupra mărimii de ieșire x_e. În esență, orice *SRA* trebuie să stabilească o astfel de dependență funcțională $x_e=f(x_i)$, încît influența perturbațiilor să fie redusă la minimum. Fără îndoială că funcția $x_e=f(x_i)$ dorită se va putea menține de către SRA numai în regimurile staționare, cînd $x_i(t)$, și $x_e(t)$ sînt funcții de același tip (în particular $x_i=$const., $x_e=$const.). În regimurile tranzitorii, de trecere de la un regim staționar la alt regim staționar, vor avea loc abateri temporare de la legea funcțională $x_e=f(x_i)$.

Așadar rezultă că *SA realizează automat o dependență funcțională* $x_e(x_i)$, *comparînd aceste mărimi sau funcții de ale acestora prin utilizarea rezultatelor obținute pentru comanda surselor de energie*, de alimentare ale elementelor componente ale SA. În schemele-bloc ale SA și SRA, sursele de energie și liniile de alimentare de la ele nu se reprezintă, deoarece predomină aspectul transmiterii și prelucrării semnalelor de informații.

Să examinăm, succint, elementele *SRA*. *Elementul de măsurare* M (fig. 9—7), de pe legătura de reacție, primește la intrarea sa mărimea fizică x_e (mărimea de ieșire sau reglată), o măsoară și o transformă corespunzător pentru a fi utilizată în *SRA*. Elementul M este în general un traductor, producînd la ieșirea sa *mărimea de reacție* x_r, de natură fizică și domeniu de variație convenabil.

Elementul de comparație EC posedă două intrări, pentru mărimile de intrare x_i și de reacție x_r; EC produce la ieșire *mărimea de acționare* (denumită mai demult *eroarea* sau *abaterea*)

$$x_a=x_i-x_r. \tag{9—7}$$

Cînd x_i, x_r au aceeași natură fizică și ordin de mărime, aceste mărimi pot fi comparate direct, nemaifiind necesar elementul de măsurare M. În această situație vom avea

$$x_a=x_i-x_e. \tag{9—8}$$

Regulatorul automat R conține un ansamblu de elemente, fiind în general destul de complex. Mărimea de acționare x_a, primită la intrare de către acesta, este amplificată și prelucrată într-un anume fel, ca să furnizeze la ieșire *mărimea de comandă* x_c pentru intrarea elementului de execuție E. De reținut că regulatorul este mereu gata de funcționare; cînd însă $x_i=x_r$, mărimea de acționare este nulă și regulatorul nu acționează; el va funcționa numai în situațiile $x_i\neq x_r$, astfel încît să stabilească egalitatea dintre x_i și x_r, respectiv între x_i și x_e.

În fine, *elementul de execuție* E produce la ieșirea sa *mărimea de execuție* x_m, care se aplică procesului pentru modificarea mărimii reglate x_e. Elementul de

execuție se compune dintr-un motor (servomotor) și un organ de execuție; motorul primește la intrare mărimea de comandă x_c (tensiune electrică, presiune etc.), acționînd organul de execuție (reostat, robinet, clapetă), care determină funcționarea în sensul necesar al procesului.

După aceste considerații asupra elementelor componente ale unui *SRA*, unele precizări asupra anumitor mărimi. *Mărimea de intrare* x_i nu depinde de sistemul sau elementul la intrarea cărora se aplică (în particular *EC*). Aspectul variației temporale a mărimii x_i determină împărțirea SA în trei clase: a) *SRA de stabilizare*, dacă x_i=const. (x_i se numește aici *mărime de referință*); b) *SRA după program*, dacă $x_i(t)$ respectă un program preimpus, x_i numindu-se în acest caz *mărime de intrare programată*; c) *sisteme de urmărire*, cînd variația lui $x_i(t)$ este aleatorie (întîmplătoare), după o lege necunoscută dinainte. În acest caz mărimea de ieșire sau reglată x_e trebuie să varieze la fel. *Mărimea de acționare* $x_a = x_i - x_r$ este mărimea de ieșire a elementului de comparație EC. *Mărimea de comandă* x_c — mărimea de ieșire a regulatorului — se aplică la intrarea elementului de execuție, fiind o funcție prestabilită de mărimea x_a de acționare. *Mărimea de ieșire* sau reglată x_e constituie mărimea de ieșire a procesului. Dispozitivul de automatizare din cadrul *SRA* are scopul efectiv de obținere a unei anumite legi de variație a lui x_e în timp sau de a o menține constantă. *Mărimea de reacție* x_r trebuie să aibă același ordin de mărime și aceeași natură fizică cu mărimea de intrare a sistemului x_i. În fine, *mărimile perturbatoare* z_k sînt mărimile fizice diferite de x_i, care tind să influențeze mărimea x_e de la ieșirea *SRA*; ele se datoresc unor cauze exterioare sistemului (variația tensiunii de alimentare, debitului de gaz, a temperaturii etc.).

Vom cerceta influența cuplului static rezistent, ca mărime perturbatoare, asupra turației motorului grupului generator-motor cu reglarea automată a turației (fig. 9—8).

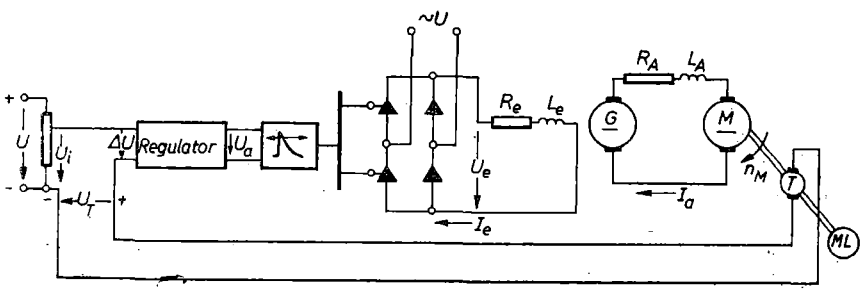


Fig. 9—8. Schema unui *SRA* a turației motorului de c.c. al unui grup generator-motor.

Elementul de execuție. Anterior am dedus ecuația care leagă mărimea de intrare a blocului impulsurilor de comandă U_r cu cuplul static rezistent M_s și turația motorului n_M (relația (9—6)). În *SRA* a turației din figura 9—8 trebuie să înlocuim mărimea U_r prin U_a. Obținem astfel

$$n_M = k_r U_a - k_s M_s. \qquad (9-8)$$

Regulatorul. Comportarea staționară a regulatorului cu amplificarea statică k_0 este descrisă prin ecuația

$$U_a = k_0(U_i - U_T). \qquad (9-9)$$

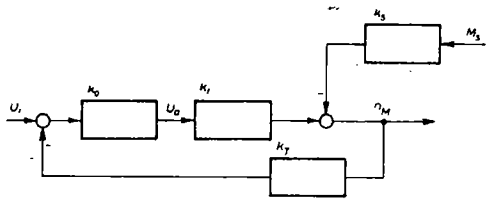


Fig. 9—9. Schema-bloc a unui *SRA* a turației unui grup generator-motor (fig. 9—8), în regim staționar.

Traductorul. Tensiunea de ieșire a tahogeneratorului este proporțională cu turația și deci

$$U_T = k_T n_M. \qquad (9-10)$$

Recurgînd la ecuațiile (9—8), ..., (9—10) putem întocmi schema-bloc a *SRA* a turației grupului generator-motor din figura 9—8 în regim staționar (fig. 9—9).

9.1.2. Clasificarea sistemelor de reglare automată

Din ansamblul *SA* existente, ne interesează îndeosebi *SRA*, care au fost definite în paragraful 9.1.1 ca fiind *SA* avînd mărimea de intrare constantă (*SRA* de stabilizare), variind după un program preimpus (*SRA* după program) și, în fine, avînd o mărime de intrare cu variație aleatorie temporală (*SRA* de urmărire). Evident că clasificarea *SRA* se poate face după mai multe criterii, din care vom expune pe cele mai uzuale.

a) După *caracterul prelucrării semnalelor*, *SRA* pot fi *continue*, cînd toate mărimile din *SRA* sînt funcții continue de timp) și *discontinue*, cînd cel puțin o mărime din *SRA* variază discontinuu sau discret.

b) După *numărul mărimilor de ieșire* distingem *SRA cu o singură mărime de ieșire* (*SRA* convenționale) și *SRA* multivariabile, *cu mai multe mărimi de ieșire*. În această lucrare sînt tratate doar *SRA* cu o singură mărime de ieșire și o singură mărime de intrare.

c) *În funcție de dependențele din regim staționar* dintre mărimile de ieșire și de intrare ale elementelor componente ale *SRA* se întîlnesc *SRA lineare* (toate dependențele menționate fiind liniare) și *SRA nelineare* (cel puțin una din acestea este neliniară).

d) *După viteza de răspuns* a procesului *P* la un semnal aplicat la intrare vom avea *SRA pentru procese rapide* (constante de timp ale lui P inferioare a 10 s) și *SRA pentru procese lente*.

e) Cînd elementele din componența dispozitivului de automatizare au la intrare și ieșire mărimi normalizate ca natură fizică și anumite limite de variație, SRA sînt *unificate*. Dacă *SRA* sînt destinate anumitor procese particulare, neîndeplinind condițiile arătate mai sus, este vorba de *SRA specializate*. Acestea din urmă sînt tot mai rar răspîndite.

f) *În funcție de numărul buclelor de reglare* distingem *SRA cu o singură buclă de reglare*, care posedă un singur regulator automat, și *SRA cu mai multe bucle de reglare*, dotate cu mai multe regulatoare automate. În ultima categorie se cuprind și *SRA în cascadă*, la care mărimea de ieșire a regulatorului unei mărimi reglate este folosită ca mărime de referință pentru regulatorul altei mărimi reglate.

g) După felul obținerii și prelucrării informațiilor avem *SRA cu testare*, informațiile obținîndu-se periodic la intervale de timp egale și *SRA direct prin calculator* (prescurtate *DDC*, de la „direct digital control", comandă directă numeric), la care prelucrarea și transmiterea mărimilor, realizate în mod normal printr-un regulator, se efectuează folosind elementele și metodele unui calculator.

Calitatea unui sistem automat se apreciază pe baza unei serii de indicatori, stabiliți în funcție de modul în care sistemul răspunde la o anumită variație a mărimii de intrare. Semnalele tip de intrare, care vor fi examinate în subcapitolul 11.1 , utilizate în aprecierea răspunsului unui *SA* dat, cuprind printre altele semnalele *treaptă, rampă* și *sinusoidal* (fig. 11—1, 11—2 și 11—6).

De exemplu, răspunsul $u_e(t)$ al unui sistem automat de acționare electrică la un semnal treaptă de intrare arată în general ca în figura 9—10. Dacă sistemul ar fi ideal, adică dacă nu ar avea nici un fel de inerție indiferent de natura ei, atunci $u_e(t)$ ar arăta tot ca o treaptă, adică mărimea de ieșire ar urmări întocmai mărimea de intrare. În regim staționar sistemul ar realiza la ieșire chiar mărimea impusă u_{e0} de la intrare prin semnalul u_{i0}, între aceste mărimi existînd relația

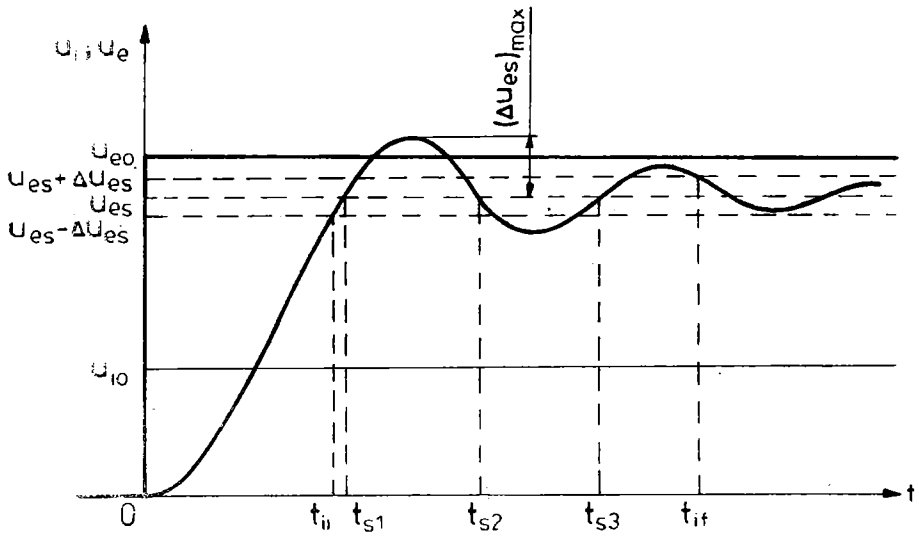


Fig. 9—10. Variația temporală a mărimii de ieșire pentru o intrare în treaptă.

$$u_{e0}=\frac{u_{i0}}{K},$$

K fiind o constantă diferită în general de unitate și avînd dimensiuni în cazul cînd mărimea de la ieșire are altă natură decît cea de la intrare. În cazul unui sistem de reglare automată a turației, mărimea de ieșire este viteza unghiulară, iar mărimea de intrare ar putea fi o tensiune, constanta K fiind un coeficient de traducere a vitezei unghiulare în tensiune, de exemplu a unui tahogenerator. Mai concret, fie $u_{i0}=5$ V și $K=0{,}1$ V/rad/s; rezultă $u_{e0}=50$ rad/s. Această mărime ideală se numește *mărime impusă*.

În realitate nu există sisteme ideale, intervenind întotdeauna elemente care prezintă inerție mecanică, magnetică, electrică etc., răspunsul sistemului real desfășurîndu-se în timp după curba cu linie neagră îngroșată din figura 9—10.

În cazul sistemelor reale, după terminarea procesului tranzitoriu acestea nu ating mărimea impusă u_{e0}. Din cauza unor fenomene interne, de pildă

coeficientul limitat de amplificare a regulatorului, viteza unghiulară variază, de exemplu, la funcționarea în gol al motorului avînd valoarea de 48 rad/s, iar la funcționarea în sarcină plină valoarea de 42 rad/s, în medie deci 45 rad/s, la una și aceeași mărime de intrare $u_{i0}=5$ V. Această valoare se numește *mărime prescrisă* u_{ep} și ea corespunde *în condiții normale* mărimii u_{i0}. Pe panoul de comandă, pe poziția respectivă a butonului potențiometrului care stabilește mărimea de intrare u_{i0} se notează direct mărimea prescrisă u_{ep} corespunzătoare (în cazul concret prezentat se va scrie 45 rad/s sau valoarea corespunzătoare a turației).

Dar nici condițiile normale nu se realizează întotdeauna. Rezistența potențiometrului poate varia, sursa care alimentează potențiometrul de asemenea (deși această sursă este electronic stabilizată), așa încît chiar dacă butonul potențiometrului este pe poziția mărimii prescrise dorite, adică 45 rad/s, mărimea de intrare reală nu este chiar $u_{i0}=5$ V, ci cu ceva diferită, iar mărimea de ieșire reală atinsă de sistem în regim staționar este u_{es}, să zicem 42 rad/s, diferită de u_{ep}. Mărimea u_{es} se numește *mărime de ieșire staționară efectiv realizată.* Către această valoare tinde de fapt răspunsul sistemului la treapta de intrare fixată.

Odată stabilite cele de mai sus putem defini indicatorii de calitate ai unui sistem de reglare automată.

Precizia reglării se exprimă prin abaterea staționară maximă a mărimii reglate de la valoarea prescrisă u_{ep}, în combinația cea mai defavorabilă a mărimilor perturbatoare (sarcină, temperatură, tensiune de alimentare etc.). Abaterea de care este vorba este deci diferența $u_{ep}-u_{es}$.

De regulă această abatere se dă în procente din valoarea maximă a gamei de reglare. În exemplul tratat mai sus s-a găsit $u_{ep}=45$ rad/s, $u_{es}=42$ rad/s, adică $u_{ep}-u_{es}=3$ rad/s. Dacă gama de reglare a vitezei este 20 ... 300 rad/s și abaterea de mai sus este maximă pe toată gama de reglare, atunci precizia reglării este de 1% la viteza maximă. De remarcat că la viteza minimă de 20 rad/s aceeași abatere ar duce la o precizie de 15%. Reținem deci că în general abaterile staționare nu depind de punctul de funcționare în domeniul de reglare, iar procesele tehnologice permit de regulă precizii mai slabe la limitele inferioare ale domeniului de reglare.

Constanța reglării se definește prin abaterea staționară maximă $u_{ep}-u_{es0}$ a mărimii de ieșire în comparație cu o valoare staționară u_{es0} odată stabilită, *pentru un interval temporal precizat,* limitat sau nelimitat, în condițiile cele mai nefavorabile ale mărimilor perturbatoare. Conform acestei definiții, abaterile constante ale tuturor elementelor ce compun sistemul de reglare nu influențează constanța reglării. Acest indicator este important pentru aprecierea calității sistemelor automate în unele procese tehnologice. Astfel, la un strung contează mai puțin coincidența vitezei reale cu valoarea prescrisă pe cadranul potențiometrului, decît menținerea vitezei la valoarea constantă, odată ce aceasta a fost stabilită, pentru tot intervalul de prelucrare, indiferent de perturbațiile ivite. Constanța reglării se dă de obicei în procente, ca și precizia reglării.

Durata procesului tranzitoriu se exprimă prin mai multe intervale temporale, precizate în figura 9—10:

— *timpul de primă stabilire* t_{s1} reprezintă intervalul de timp din clipa începerii procesului tranzitoriu și pînă în momentul cînd mărimea de ieșire devine pentru prima dată egală cu valoarea staționară u_{es};

— *timpul de încadrare inițial* t_{i1} reprezintă intervalul de timp de la începutul fenomenului tranzitoriu pînă la încadrarea mărimii de ieșire în plaja

$u_{es} \pm \Delta u_{es}$, în care Δu_{es} se ia 2 ... 5% din u_{es} sau în lipsa vreunei precizări chiar în limitele de definire a preciziei reglării sau a constanței reglării;

— *timpul de încadrare final* t_{if} se definește analog cu condiția ca mărimea de ieșire să intre definitiv în plaja $u_{es} \pm \Delta u_{es}$, fără a mai ieși din ea (fig. 9—10).

În cazul *SRA* ale acționărilor electrice, acești timpi sînt de ordinul zecilor de milisecunde pînă la cîteva secunde.

Coeficientul de suprareglare reprezintă raportul dintre depășirea tranzitorie maximă $(\Delta u_{es})_{max}$, figura 9—10, a valorii staționare u_{es} și aceasta din urmă, adică $\sigma = (\Delta u_{es})_{max}/u_{es}$. Acest coeficient se ia egal cu 0,2 ... 0,4; el evidențiază gradul de solicitare sau uzură a utilajului în procesele dinamice. Coeficientul de suprareglare influențează și calitatea prelucrării produsului de către instalația acționată.

Gradul de amortizare al reglării se definește prin numărul de oscilații succesive înregistrate de mărimea de ieșire pînă la încadrarea definitivă în plaja $u_{es} \pm \Delta u_{es}$. În figura 9—11, curba *a* reprezintă răspunsul unui sistem cu un înalt grad de amortizare, pe cînd curba *c* reflectă o slabă amortizare.

Gradul de amortizare depinde de frecările mecanice sau, mai general, de pierderile de energie din sistem, care au tendința de a înăbuși oscilațiile; inerția de orice natură mărește tendința de oscilație.

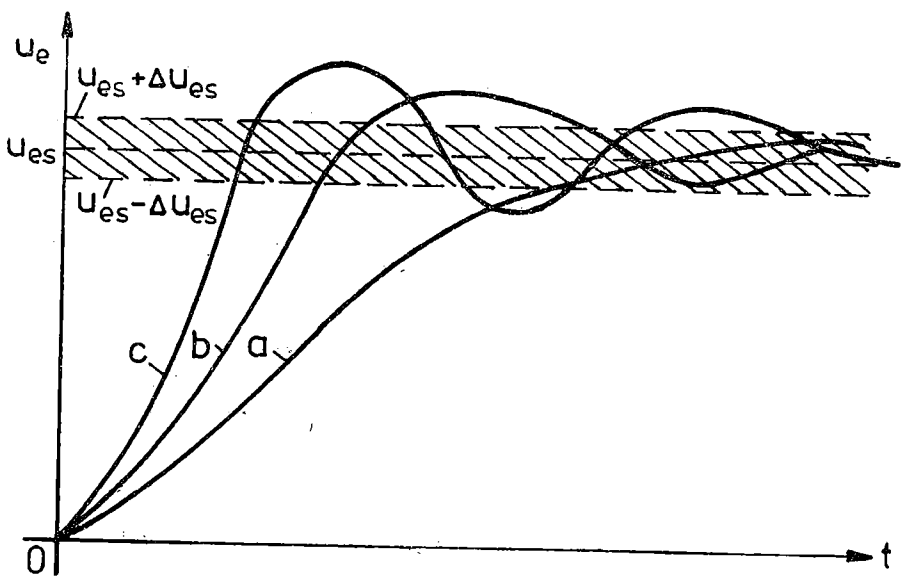


Fig. 9—11. Variația temporală a mărimii de ieșire pentru o intrare în treaptă, la diferite grade de amortizare.

De remarcat că o amortizare puternică mărește durata procesului tranzitoriu, pe cînd un sistem slab amortizat se încadrează după multe oscilații în plaja admisă. Se preferă sisteme care să înregistreze o singură oscilație înainte de încadrarea definitivă în plaja $u_{es} \pm \Delta u_{es}$.

10. COMPORTAREA DINAMICĂ A SRA

Analiza comportării SRA lineare și continue, în regimuri tranzitorii sau dinamice, se face recurgîndu-se la semnale de intrare tipizate și utilizînd o varietate relativ largă de metode, dintre care unele vor face obiectul capitolului 11. Se presupun în prealabil cunoscute elementele de transmisie care formează SRA considerat.

În acest capitol ne vom ocupa de examinarea metodei ecuațiilor diferențiale, de anumite elemente de transmisie, cît și de unele detalii în conexiune cu normarea și linearizarea ecuațiilor diferențiale.

10.1. METODA ECUAȚIILOR DIFERENȚIALE

10.1.1. Generalități

Această metodă constituie de fapt punctul de plecare în studierea comportării dinamice a elementelor și SA; din ea derivă în fond celelalte metode de analiză.

Ecuația diferențială a unui element sau SA constituie o relație de echilibru dinamic, obținută pe baza legilor fizice care le guvernează fenomenologic. Este limpede că obținerea ecuației diferențiale menționate implică atît cunoașterea prealabilă a proprietăților fizice ale elementului sau SA, cît și a legilor fizice de bază. Printre acestea din urmă se pot enumera, de exemplu, legea lui Ohm, teoremele lui Kirchhoff (dacă e vorba de sisteme electrice cu parametri concentrați), legile dinamicii fluidelor (la sistemele pneumatice și hidraulice), legile dinamicii corpurilor solide.

Ecuația diferențială căutată reprezintă o relație funcțională, care leagă mărimea de ieșire x_e și derivatele sale în raport cu timpul de mărimea de intrare x_i, ca și de derivatele și integralele sale temporale. Rezolvarea ecuației, cu alte cuvinte obținerea soluției ecuației diferențiale, va constitui răspunsul $x_e(t)$ al sistemului sau elementului la un semnal de intrare $x_i(t)$ dat. Cunoscînd $x_e(t)$ se pot apoi aprecia performanțele sistemului.

Conform celor de mai sus, ecuația diferențială a unui element sau a unei conexiuni de elemente lineare și continue poate fi pusă sub forma

$$a_n \frac{\mathrm{d}^n x_e}{\mathrm{d}t^n} + \ldots + a_1 \frac{\mathrm{d}x_e}{\mathrm{d}t} + a_0 x_e = b_m \frac{\mathrm{d}^m x_i}{\mathrm{d}t^m} + \ldots + b_1 \frac{\mathrm{d}x_i}{\mathrm{d}t} + b_0 x_1, \qquad (10-1)$$

unde a_j =const. (j =0,1, ..., n), b_k =const. (k =0, 1, ..., m). Cunoașterea ecuației diferențiale a sistemului considerat și a condițiilor inițiale este o problemă cheie, aceasta stînd la baza teoriei tuturor S.A.

Soluția generală a ecuației (10—1), așa cum se știe de la analiza matematică, se compune din suma componentelor tranzitorie $x_{et}(t)$, care corespunde soluției ecuației omogene — cu membrul drept nul — și de regim forțat sau permanent ori staționar $x_{es}(t)$, corespunzătoare soluției particulare a ecuației. Prin urmare,

$$x_e(t) = x_{et}(t) + x_{es}(t). \qquad (10-2)$$

După cum se va vedea mai departe, la SRA, pe lîngă ecuațiile elementelor sistemului deschis se consideră și ecuația elementului de comparație

$$\varepsilon = x_i(t) - x_r(t), \qquad (10-3)$$

$x_r(t)$ fiind mărimea de reacție. Ecuația sistemului se află eliminînd succesiv mărimile intermediare.

Atragem atenția că la sistemele de reglare automată nelineare ecuația diferențială a sistemului nu este de tipul (10—1), ci mai complicată. De multe ori în practică dependența $x_e = f(x_i)$ este neliniară*, redată prin expresii analitice complicate sau grafic, datorită unei serii de fenomene reale (histerezis, saturație etc.). Deși comportarea liniară este o idealizare, valabilă deseori numai pentru variații mici și suficient de lente în timp în jurul unor puncte de funcționare, multe SRA funcționează deseori în acest mod, ceea ce justifică examinarea unor dependențe liniare.

Mai reținem că la toate sistemele lineare, care posedă ecuații diferențiale de tipul (10—1), se poate aplica *principiul suprapunerii efectelor* sau al *superpoziției*.

10.1.2. Exemple de stabilire a ecuațiilor diferențiale ale unor sisteme fizice lineare

Ne vom limita, în cele ce urmează, la unele exemple de stabilire a ecuațiilor diferențiale pentru cîteva sisteme fizice, care pot fi apreciate ca lineare și cu parametri concentrați.

Exemplul 1. Fie dipolul pasiv din figura 10—1, *a* în care considerăm ca mărime de intrare $x_i(t) = u$, tensiunea aplicată la bornele AB, iar ca mărime de ieșire tensiunea $u_c = x_e(t)$ de la bornele condensatorului C.

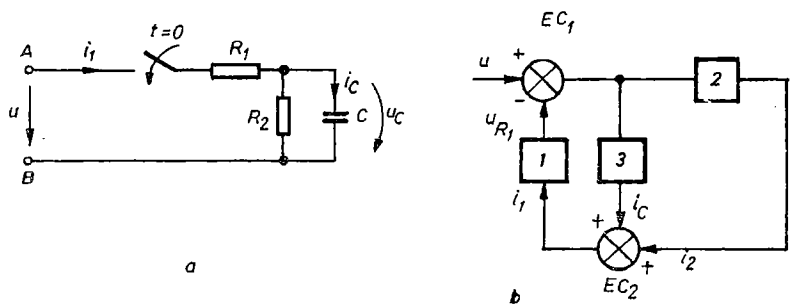


Fig. 10—1. Dipol pasiv *RC*:

a — schema electrică; *b* — schema bloc asociată.

Teorema a doua a lui Kirchhoff furnizează succesiv pentru ochiurile AR_1R_2BA și R_2CR_2:

$$u = R_1 i_1 + R_2 i_2; \quad R_2 i_2 = u_c. \qquad (10-4)$$

* Cel puțin un termen din cei doi membri ai ecuației diferențiale să fie nelinear; în particular coeficienții a_j, b_k ai ecuației (10—1) să nu fie constanți sau să apară puteri și produse de funcții de timp.

Mai putem scrie:

$$i_1=i_2+i_C;\quad i_C=C\frac{du_c}{dt}. \tag{10—5}$$

Prin eliminarea mărimilor i_1, i_2 și i_C din relațiile (10—4) și (10—5) se găsește ecuația diferențială dorită dintre u și u_c. Avem:

$$u=R_1(i_2+i_C)+u_c=\frac{R_1}{R_2}u_c+R_1C\frac{du_c}{dt}+u_c$$

sau

$$R_1C\frac{du_c}{dt}+\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)u_c=u, \tag{10—6}$$

care este ecuația căutată. Ea se mai poate scrie și sub forma

$$\frac{\tau}{K_1}\frac{du_c}{dt}+u_c=\frac{u}{K_1}, \tag{10—6'}$$

cu $\tau=R_1C$ și $K_1=\frac{R_1+R_2}{R_2}>1$.

Soluția ecuației diferențiale liniare cu coeficienți constanți (10—6'), în cazul că mărimea de intrare variază în treaptă, $u(t)=U=$const. la $t=0$, admițînd că în momentul inițial condensatorul este încărcat, adică $u_c(0_-)=U_{c0}$, va fi de forma

$$u_c=u_{cs}(t)+u_{ct}(t)=\frac{U}{K_1}+Ke^{rt}, \tag{10—7}$$

unde K este o constantă de integrare, iar r rădăcina ecuației caracteristice

$$\tau r+K=0,\quad \text{adică}\quad r=-\frac{K}{\tau}. \tag{10—8}$$

Ca să determinăm constanta de integrare K, facem uz de condițiile inițiale impuse. La $t=0$ avem

$$i_2(0_-)=\frac{U_{c0}}{R_2};\quad u_c(0_-)=R_2i_2(0_-)=U_{c0}.$$

În consecință

$$U_{c0}=\frac{U}{K_1}+K\quad * * *\quad K=U_{c0}-\frac{U}{K_1}.$$

Cu acestea, soluția căutată (10—7) va deveni

$$u_c(t)=\frac{U}{K_1}+\left(U_{c0}-\frac{U}{K_1}\right)e^{rt}$$

sau

$$u_c(t)=\frac{U}{K_1}\left(1-e^{-\frac{Kt}{\tau}}\right)+U_{c0}e^{-\frac{Kt}{\tau}}. \tag{10—9}$$

Graficul temporal al tensiunii u_c este redat în figura 10—2; u_c tinde asimptotic către U/K_1.

Schema bloc a dipolului electric din figura 10—1, *a*, este desenată în figura 10—1, *b*, în situația particulară a condensatorului inițial descărcat, adică $u_c(0_-)=U_{c0}=0$. Într-adevăr, elementul de comparație EC_1 realizează diferența $u_c=u-u_{R1}=u-R_1i_1$. Această tensiune diferență este aplicată la intrarea blocului *2*, care o transformă în curentul $i_2=u_c/R_2$, și la intrarea blocului *3*, care o transformă în curentul $i_c=C\,du_c/dt$. Însumarea i_c+i_2 în elementul de comparare EC_2 (element sumator) furnizează curentul i_1, aplicat după aceea la intrarea blocului *1*; în fine, acesta furnizează la ieșirea sa tensiunea $u_{R1}=R_1i_1$.

Înainte de a trece la alt exemplu, să observăm că ecuația (10—6′) este uzual întîlnită în descrierea *proceselor de ordinul I*.

Exemplul 2. Fie un motor de curent continuu cu excitație independentă constantă, comandat în tensiune pe indus, cu sarcină pur inerțială (fig. 10—3), adică cu un cuplu static rezistent nul la arbore. Ecuațiile care descriu comportarea motorului, cu notațiile consacrate și folosite în curs, sînt următoarele:

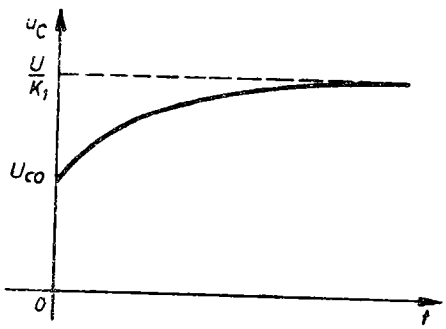


Fig. 10—2. Graficul temporal al tensiunii u_c (fig. 10—1, *a*), în cazul $U_{c0}<\frac{U}{K_1}$.

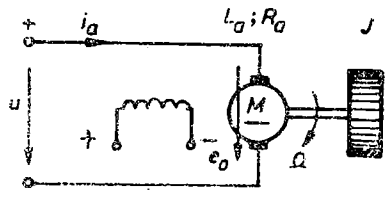


Fig. 10—3. Motor de curent continuu cu excitație independentă, cu sarcină pur inerțială.

$$m=ci_a;\quad u=R_ai_a+L_a\frac{di_a}{dt}-e_0;\quad e_0=-c\Omega; \qquad (10-10)$$

$$m=J\frac{d\Omega}{dt}.$$

Dacă se consideră ca mărime de intrare tensiunea u și ca mărime de ieșire viteza unghiulară Ω, eliminînd între cele 4 ecuații (10—10) mărimile e_0, i_a, m se obține, prin calcule elementare succesive,

$$T_eT_m\frac{d^2\Omega}{dt^2}+T_m\frac{d\Omega}{dt}+\Omega=\frac{u}{c}, \qquad (10-11)$$

unde $T_e=L_a/R_a$ și $T_m=JR_a/c^2$ reprezintă constantele de timp electromagnetică a rotorului, respectiv electromecanică; aici avem $c=k\Phi_0=$ const.

Este ușor de văzut că luînd ca mărime de ieșire deplasarea unghiulară α a arborelui motorului, ecuația diferențială $\alpha=f(u)$ a motorului examinat devine, avînd $\Omega=d\alpha/dt$,

$$T_eT_m\frac{d^3\alpha}{dt^3}+T_m\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{d\alpha}{dt}=\frac{u}{c}. \qquad (10-11')$$

10.1.3. Normarea și linearizarea

Pentru ușurarea calculelor, îndeosebi pentru cele efectuate pe calculator, ecuațiile diferențiale care descriu comportarea diferitelor sisteme și procese fizice se scriu într-o formă adimensională sau raportată. Operația respectivă este denumită *normare*, iar diferitele mărimi fizice exprimate adimensional prin împărțirea mărimilor absolute prin mărimi de referință de aceeași natură fizică sînt denumite *mărimi relative* sau *normate*. Aceste mărimi vor fi scrise cu un asterisc superior sau la indice, deși acest asterisc poate lipsi uneori, dacă cititorul a fost în prealabil avertizat. Mărimile de referință pot fi cele nominale, dar pot fi alese și altele. De exemplu, o tensiune și un curent relativ pot fi scrise

$$u^* = \frac{u}{U_N}; \quad i^* = \frac{i}{I_N}. \tag{10—12}$$

Puterea relativă în curent continuu va fi

$$p^* = \frac{P}{P_N} = \frac{UI}{U_N I_N} U = U^* I^*.$$

Se folosește deseori și noțiunea de rezistență electrică nominală absolută R_N a unei laturi de circuit, ca fiind raportul dintre valorile nominale U_N a tensiunii de la extremitățile sale și I_N a curentului care parcurge latura în chestiune

$$R = \frac{U_N}{I_N}. \tag{10—13}$$

Rezistența relativă va fi

$$R^* = \frac{R}{R_N} = \frac{RI_N}{U_N} = \frac{U/I}{U_N/I_N} = \frac{U^*}{I^*}. \tag{10—14}$$

Relativ la motorul asincron trifazat se pot face unele precizări cu privire la rezistența nominală R_{2N} a înfășurării trifazate rotorice. Se va înțelege, la acest motor, prin R_{2N} rezistența activă echivalentă fiecărei faze rotorice (constituită din rezistența activă pe fază însumată cu o rezistență exterioară înseriată), care la tensiunile și frecvența nominală în stator determină curenții nominali în înfășurările de fază ale rotorului imobil. Dacă acestea din urmă sînt legate în stea, rezistența rotorică nominală va fi

$$R_{2N} \simeq Z_{2N} = \frac{E_{2N}}{\sqrt{3}\, I_{2N}}, \tag{10—15}$$

E_{2N} fiind tensiunea electromotoare efectivă pe fază rotorică, cînd rotorul este imobil, iar I_{2N} curentul rotoric pe fază nominal.

În privința mărimilor care intervin în funcționarea motorului de curent continuu, expresiile lor normate sînt

$$I^* = \frac{I^*}{I_N}; \quad U^* = \frac{U}{U_N}; \quad M^* = \frac{M}{M_N}; \quad \Phi^* = \frac{\Phi}{\Phi_N}, \tag{10—16}$$

mărimile de referință fiind cele nominale. Se face deseori o excepție referitoare la viteza unghiulară de referință, la care se preferă ca aceasta (la motoarele cu excitație independentă și derivație) să fie cea de funcționare în gol ideală, cu tensiunea nominală U_N și fluxul nominal Φ_N, deci

$$\Omega_{0N} = \frac{U_N}{k\Phi_N}. \tag{10—17}$$

La celelalte motoare de curent continuu se poate lua de asemenea mărimea (10—17) drept viteză de referință, numai că ea va avea semnificația valorii absolute a tensiunii electromotoare indusă la flux de excitație nominal, împărțită prin $k\Phi_N$, respectiv a vitezei de rotație la care, la flux de excitație nominal, se induce valoarea absolută nominală a tensiunii U_N.

Mai avem

$$e=-k\Phi\Omega; \quad E_N=-k\Phi_N\Omega_N$$

și deci

$$e^*=\frac{e}{E_N}=\frac{\Phi\Omega}{\Phi_N\Omega_N}=\Phi^*\Omega^*, \tag{10—18}$$

ca și cuplul relativ

$$m^*=\frac{m}{M_N}=\frac{k\Phi i_a}{k\Phi_N I_{aN}}=\Phi^* i_a^*. \tag{10—19}$$

Cu aceasta, ecuația normată a caracteristicii mecanice a motorului de curent continuu devine

$$\Omega^*=\frac{\Omega}{\Omega_{0N}}=\frac{\dfrac{U-R_a i_a}{k\Phi}}{\dfrac{U_N}{k\Phi_N}}=\frac{U\Phi_N}{U_N\Phi}-\frac{R_a i_a}{U_N}\cdot\frac{\Phi_N}{\Phi}. \tag{10—20}$$

Avînd în vedere că $U_N=R_N I_{aN}$, relația (10—20) trece în

$$\Omega^*=\frac{U^*}{\Phi^*}-\frac{R_a^* i_a^*}{\Phi^*}=n^* \tag{10—21}$$

sau încă

$$\Omega^*=n^*=\frac{U^*}{\Phi^*}-\frac{R_a^* m^*}{\Phi^{*2}}. \tag{10—22}$$

Remarcăm că alunecarea s la motoarele asincrone se scrie, luînd viteza de sincronism Ω_0 ca mărime de referință,

$$s=\frac{\Omega_0-\Omega}{\Omega_0}=\frac{n_0-n}{n_0}=1-\Omega^*=1-n^*. \tag{10—23}$$

În ce privește ecuațiile diferențiale, scrierea lor normată nu este dificilă, mai ales la cele simple; vom arăta aceasta în două exemple.

Exemplul 1. Să se scrie în mărimi relative ecuația de mișcare

$$m-m_s=J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \tag{10—24}$$

Dacă alegem aici ca mărimi de referință cuplul electromagnetic nominal M_N și viteza unghiulară nominală Ω_N, avem

$$\frac{m}{M_N}-\frac{m_s}{M_N}=\frac{J\Omega_N}{M_N}\frac{\left(\dfrac{\mathrm{d}\Omega}{\Omega_N}\right)}{\mathrm{d}t}$$

sau

$$m^*-m_s^*=T_N\frac{\mathrm{d}\Omega^*}{\mathrm{d}t}, \tag{10—25}$$

unde s-au notat

$$m^* = \frac{m}{M_N}, \quad m_s^* = \frac{m_s}{M_N}, \quad \Omega^* = \frac{\Omega}{\Omega_N}$$

şi

$$T_N = \frac{J\Omega_N}{M_N}. \tag{10—26}$$

Aici T_N este aşa-numita *constantă electromecanică de timp nominală de pornire.* Din ecuaţia (10—25) se vede că în ecuaţia de mişcare scrisă în mărimi relative, cu excepţia timpului, momentul axial de inerţie J este înlocuit de constanta de timp T_N. Ecuaţia menţionată mai poate fi scrisă, cu $t^* = t/T_N$, şi sub forma

$$m^* - m_s^* = \frac{\mathrm{d}\Omega^*}{\mathrm{d}t^*}, \tag{10—25'}$$

care prezintă însă dezavantajul că timpul relativ t^* nu mai coincide cu cel real.

Exemplul 2. Să se scrie în mărimi relative ecuaţia diferenţială a unei înfăşurări de excitaţie la motoarele de curent continuu derivaţie.

În mărimi absolute putem scrie ecuaţia de echilibru a tensiunilor, cu notaţiile consacrate,

$$u_e = R_e i_e + L_{ee} \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t}. \tag{10—27}$$

Introducînd constanta electromagnetică de timp $T_e = L_{ee}/R_e$, ecuaţia precedentă se transformă în

$$\frac{u_e}{R_e} = T_e \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} + i_e.$$

Dacă se mai împarte prin curentul de excitaţie nominal $I_{en} = U_{eN}/R_e$, obţinem

$$\frac{u_e}{R_e I_{eN}} = \frac{u_e}{U_{eN}} = \frac{i_e}{I_{eN}} + \frac{\mathrm{d}\left(\frac{i_e}{I_{eN}}\right)}{\mathrm{d}\left(\frac{t}{T_e}\right)},$$

sau

$$u_e = i_e^* + \frac{\mathrm{d}i_e^*}{\mathrm{d}t^*}. \tag{10—28}$$

Aici s-au introdus mărimile normate

$$i_e^* = \frac{i_e}{I_{eN}}; \quad u_e^* = \frac{u_e}{U_{eN}}; \quad t^* = \frac{t}{T_e}. \tag{10—29}$$

Aşa cum am precizat anterior, timpul normat nu mai coincide cu cel real; în multe ecuaţii nu se face normarea acestei mărimi.

Utilizarea mărimilor normate sau relative prezintă avantaje substanţiale. Mai întîi dacă mărimile de referinţă sînt cele nominale, valoarea 1 indică valoarea din serviciul nominal, iar în caz contrar, din serviciul de referinţă. Rămînînd la mărimile nominale ca mărimi de referinţă, valorile supraunitare ale mărimilor normate sau relative vor fi cele supranominale, iar cele subunitare

vor însemna valori subnominale, ceea ce permite de la bun început aprecierea serviciului de funcționare în raport cu cel nominal. În plus ecuațiile diferențiale devin mai simple și independente de sistemul de unități de măsură folosit. În schimb, un dezavantaj este dispariția posibilității efectuării de verificări dimensionale a ecuațiilor, căci mărimile normate au dimensiunea zero.

Este ușor de sesizat că înmulțirea mărimilor normate cu mărimile de referință alese conduce la obținerea mărimilor absolute.

Linearizarea ecuațiilor diferențiale în jurul unui punct de funcționare este o altă problemă de importanță remarcabilă în automatică. Cum s-a spus deja, deseori ecuațiile care descriu comportarea unui anumit sistem sau element sînt nelineare. Pentru a ne fixa ideile să considerăm un motor de curent continuu cu excitație independentă, comandat în tensiune de excitație. Să presupunem că tensiunea de alimentare rotorică este $u=U=$const., iar cuplul static rezistent neglijabil. Ecuația de mișcare este deci

$$m=k\Phi i_a=J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \qquad (10-30)$$

Fluxul de excitație va fi o mărime variabilă, ca și curentul i_a prin rotor, în decursul regimului tranzitoriu. Din acest motiv, ecuația (10—30) devine neliniară chiar și în situația în care caracteristica de magnetizare a motorului ar fi liniară, fiindcă apare produsul a două funcții variabile în timp, Φ și i_a.

Deși studiul sistemelor nelineare depășește cadrul cursului de față, vom arăta că ecuațiile diferențiale atașate lor pot fi *linearizate*, măcar pe porțiuni, înțelegînd prin aceasta considerarea unor variații foarte reduse în jurul unor puncte de funcționare staționare. De altfel în paragraful 1.9.2 s-a recurs deja la linearizarea ecuației de mișcare nelineare (a se vedea relația (1—21)). Să revenim însă la ecuația (10—30). Să presupunem că fluxul de excitație, curentul rotoric și viteza de rotație corespund funcționării staționare, respectiv Φ_0, I_{a0}, Ω_0, toate aceste mărimi fiind constante. Să admitem acum că tensiunea de excitație a variat cu cantitatea mică ΔU_e; fluxul de excitație va varia în consecință cu $\Delta\Phi$, iar curentul rotoric cu ΔI_a. Așadar mărimile respective au devenit $\Phi_0+\Delta\Phi$, $I_{a0}+\Delta I_a$. Ecuația (10—30) ia forma

$$k(\Phi_0+\Delta\Phi)\ (I_{a0}+\Delta I_a)=J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Omega_0+\Delta\Omega)=J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Delta\Omega).$$

Ținînd seama că în regim staționar avem îndeplinită condiția

$$k\Phi_0 I_{a0}=0,$$

deoarece s-a admis ipoteza unei funcționări în gol, neglijînd termenii de ordinul al doilea ($\Delta\Phi\cdot\Delta I_a\simeq 0$), se obține ecuația *linearizată*

$$J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Delta\Omega)=k\Phi_0\Delta I_a+kI_{a0}\Delta\Phi, \qquad (10-31)$$

în care nu mai apare produsul de două funcții variabile.

Linearizarea ecuațiilor diferențiale nelineare, deși conduce la ecuații mai simple și deci mai ușor de rezolvat, trebuie totuși folosită cu prudență, întrucît ecuațiile linearizate se abat de la descrierea cantitativă reală a fenomenelor, mai ales la variații relativ rapide și importante ale mărimilor care le compun.

Fig. 10—4. Element de transmisie cu o mărime de intrare $x_i(t)$ și una de ieșire $x_e(t)$.

În componența SA, respectiv SRA, intră diferite elemente de transmisie, caracterizate prin prezența la intrarea lor a unui semnal $x_i(t)$ și la ieșirea lor a unui semnal $x_e(t)$, ca în figura 10—4. Se impune ca necesară examinarea elementelor de transmisie caracteristice, mai des întîlnite în practică, atît sub aspectul ecuațiilor diferențiale care le descriu comportarea, cît și sub aspectul realizării lor practice. Răspunsul acestor elemente la diferite semnale tipizate de intrare se va expune în subcapitolul 11.2.

Elementele de transmisie cele mai uzuale sînt: proporțional, derivativ, de integrare, inerțial de ordinul întîi și doi, ca și altele. În cele ce urmează ne vom limita la examinarea unor elemente de transmisie relativ simple, care conduc la ecuații diferențiale liniare, fără timpi morți.

Înainte de a intra în detalii de ordin cantitativ, caracterizante ale elementelor menționate, să observăm că în general, în tehnică, considerațiile ce se fac sînt aproximații ale fenomenelor reale. Tehnicianul, de orice specialitate, trebuie să-și dea seama dacă aproximația întrebuințată este admisibilă pentru problema pe care trebuie să o rezolve. Problematica folosirii unor aproximații, care se pune și în tehnica sistemelor automate, nu este nouă. Comportarea elementelor socotite lineare și continue este o aproximație posibilă pentru numeroase procese reale.

10.2.1. Elemente de tip P, D și I

Să examinăm la început elementele de transmisie cele mai simple, de tip proporțional, derivativ și integrător, fără timpi morți, începînd prin a considera diferite exemple și desprinzînd ulterior comportarea generală a acestor elemente.

10.2.1.1. Elementul de tip P

Dacă presupunem că avem un tahogenerator, la care tensiunea electromotoare indusă este proporțională cu Ω, viteza de rotație, avem, abstracție făcînd de semn,

$$e = K\Omega. \tag{10—32}$$

Considerînd drept mărime de intrare viteza de rotație $x_i(t) = \Omega(t)$, iar e drept mărime de ieșire, $e(t) = x_e(t)$, ecuația (10—32) trece în

$$x_e(t) = Kx_i(t). \tag{10—33}$$

Această ecuație este caracteristică *elementului de tip proporțional* sau *de tip P, la care mărimea de ieșire este direct proporțională cu mărimea de intrare*; K este un factor de transmisie.

Cu anumite aproximații pot fi considerate ca elemente de tip P unele traductoare, amplificatoare, elemente mecanice cu inerție neglijabilă etc.

Să mai observăm că divizorul de tensiune rezistiv din figura 10—5 se comportă de asemenea ca un element proporțional; dacă tensiunea u_i este mărimea de intrare și u_e tensiunea de ieșire, se poate scrie

$$u_e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_i. \qquad (10-34)$$

Notînd $K = R_2/(R_1 + R_2)$, se relevă imediat că ecuația (10—34) este de tipul (10—33).

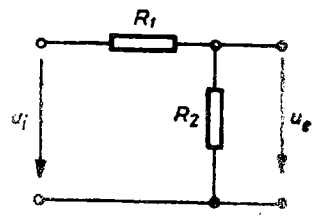


Fig. 10—5. Divizor rezistiv de tensiune.

10.2.1.2. Elementul de tip D

Ca exemplu de realizare fizică a unui *element derivativ* sau *de tip D* să examinăm inițial tot un generator tahometric, numai că de această dată să luăm drept mărime de intrare unghiul de rotație α al arborelui său, mărimea de ieșire fiind tensiunea sa electromotoare, fără semn:

$$e = K \frac{d\alpha}{dt},$$

deci de tipul

$$x_e(t) = K_D \frac{dx_i(t)}{dt}. \qquad (10-35)$$

O caracteristică esențială a elementului derivativ sau de tip D îl constituie faptul că mărimea de ieșire este proporțională cu viteza de variație în timp a mărimii de intrare, deci proporțională cu derivata de ordinul întîi în raport cu timpul mărimii de intrare. În ecuația (10—35) K_D se numește *factor de transmisie derivativ*.

Un condensator ideal poate fi privit ca un element de tip D, dacă tensiunea de la bornele sale u_i este mărime de intrare, iar curentul i_e care trece prin circuitul în care este conectat este mărimea de ieșire, deoarece avem

$$i_e = C \frac{du_i}{dt},$$

C fiind capacitatea condensatorului.

10.2.1.3. Elementul de tip I

Un motor de curent continuu de mică putere poate constitui un exemplu de realizare fizică a *elementului integrator* sau *de tip I*. Luînd ca mărime de intrare tensiunea aplicată la perii $u_i(t)$, iar ca mărime de ieșire unghiul $\alpha_e(t)$ caracterizant pentru poziția rotorului, avînd $\Omega \sim u_i$, rezultă

$$\alpha_e(t) \simeq K_I \int_0^t u_i dt = K_I \int_0^t \Omega dt.$$

Elementul de tip I posedă o mărime de ieșire proporțională cu integrala în raport cu timpul a mărimii de intrare, fiind descris deci de ecuația diferențială

$$x_e(t)=K_I\int_0^t x_i\,(t)\mathrm{d}t. \qquad (10-36)$$

K_I este denumit *factor de transmisie integral.*

10.2.2. Element inerțial de ordinul întîi (PT1)

Să privim mai întîi cuadripolul pasiv din figura 10—6, de largă utilizare în regulatoarele electronice, calculatoarele analogice, circuite de reglare etc. Cum depinde tensiunea de ieșire u_e de tensiunea de intrare u_i, dacă bornele *3, 4* sînt în gol? Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff ochiului din stînga (închis după o linie a tensiunii la bornele *1, 2*), se obține

$$u_i=Ri+u_e.$$

Avînd în vedere că $i=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(Cu_e)=C\frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t}$, ecuația diferențială care exprimă dependența căutată este

$$u_i=RC\frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t}+u_e=T\frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t}+u_e, \qquad (10-37)$$

cu $T=RC$. Așadar această ecuație are forma

$$kx_i(t)=T\frac{\mathrm{d}x_e}{\mathrm{d}t}+x_e(t), \qquad (10-38)$$

unde T este o *constantă de timp proprie.*

Elementul de transmisie cunoscut sub denumirile de *element de întîrziere de ordinul întîi, element aperiodic, inerțial de ordinul I* ori *de relaxare* este caracterizat de ecuația diferențială (10—38). Cantitatea k=const. (egală cu unitatea în ecuația (10—37)) este denumită *coeficientul de amplificare* al elementului.

Se știe că ecuația (10—38) are soluția generală

$$x_e=C_1e^{-\frac{t}{T}}+kx_i(t), \qquad (10-39)$$

C_1 fiind o constantă care se determină prin condiții inițiale.

Denumirea de *element de întîrziere* sau *inerțial* s-au atribuit din pricina expresiei lui $x_e(t)$, din soluția (10—39). Dacă în momentul $t=0$ avem $x_i=1$ (mărime de intrare în treaptă unitară, a se vedea și paragraful 11.1), răspunsul elementului studiat va fi

$$x_e(t)=k(1-\mathrm{e}^{-t/T}), \qquad (10-40)$$

Deoarece $\lim_{t\to\infty} x_e(t)=k$ reprezintă soluția de regim staționar sau permanent, graficul funcției (10—40) este cel din figura 10—7. Deși mărimea de ieșire $x_e(t)$ tinde către k, ea *întîrzie* față de această limită, rămînînd mai mică decît k. Este ușor de văzut că după timpul $4T$ avem $x_e(4T)\simeq 0{,}98\ k$. Cu alte cuvinte, după un timp superior lui $4T$, mărimea de ieșire atinge practic valoarea sa de

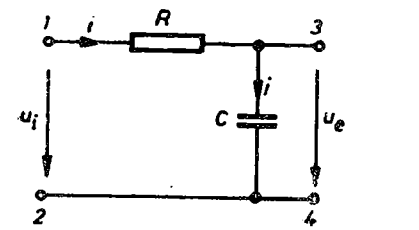


Fig. 10—6. Cuadripol pasiv *RC*.

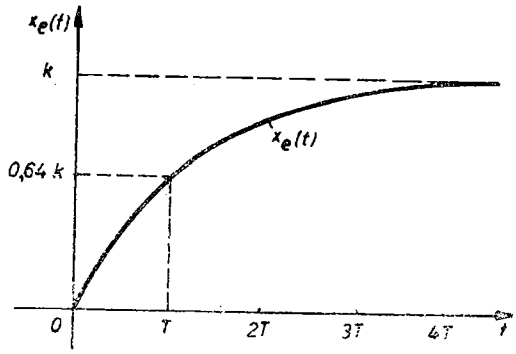


Fig. 10—7. Răspunsul $x_e(t)$ al unui element PT_1 la o mărime de intrare $x_i = k = \text{const}$.

regim staționar k. Marea majoritate a elementelor din *SA*, ca circuitele *RL*, *RC* în gol, generatorul de curent continuu idealizat etc. se comportă ca un element inerțial de ordinul întîi PT_1.

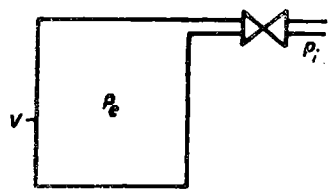


Fig. 10—8. Rezervor pneumatic cu ventil.

Un element de tip PT_1 este și sistemul pneumatic din figura 10—8, constituit dintr-un recipient de volum constant V în care presiunea gazului este p_e, la aplicarea prin intermediul unui ventil de secțiune S a unei presiuni $p_i > p_e$. Într-adevăr, dacă intrarea gazului are loc printr-o curgere laminară, viteza de intrare a masei exterioare de gaz, deci debitul său masic de intrare, este

$$\frac{dm}{dt} = k_1 S(p_i - p_e), \tag{10—41}$$

deci proporțională cu diferența celor două presiuni. Volumul fiind constant, transformarea termodinamică este izocoră, presiunea din recipient trebuind să crească. Această creștere este proporțională cu dm și invers proporțională cu volumul V al recipientului. Prin urmare

$$dp_e = k^2 \frac{dm}{V}, \tag{10—42}$$

deducînd de aici

$$\frac{dm}{dt} = \frac{V}{k_2} \cdot \frac{dp_e}{dt}. \tag{10—43}$$

Eliminînd dm/dt între ecuațiile (10—41) și (10—43), se obține)

$$\frac{V}{k_1 k_2 S} \frac{dp_e}{dt} + p_e = p_i. \tag{10—44}$$

Notînd $T = \frac{V}{k_1 k_2 S}$, ecuația (10—44) este vădit de tipul (10—38), unde $k = 1$.

10.2.3. Element inerțial de ordinul al doilea (PT2)

Să examinăm la început două sisteme fizice.

a) Un sistem cu masă, resort și forță de frecare vîscoasă, ca cel din figura 10—9, poate efectua o mișcare de translație. Asupra sistemului de masă echi-

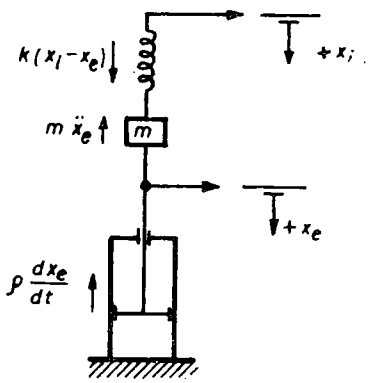


Fig. 10—9. Sistem fizic cu masă, resort și frecare vîscoasă.

valentă totală m, acționează următoarele forțe, în cazul deplasării sale în direcția semiaxei pozitive x_e:

— o forță datorită prezenței resortului, proporțională cu deplasarea, $k(x_i-x_e)$;

— o forță de inerție, $m\frac{d^2x_e}{dt^2}$;

— o forță de frecare vîscoasă sau de atenuare, $\rho\frac{dx_e}{dt}$. Mai sus, cantitățile k și ρ sînt constante, prima fiind denumită constanta resortului, iar cea de a doua fiind factorul de frecare vîscoasă.

Echilibrul forțelor cere însă să avem

$$m\frac{d^2x_e}{dt^2}+\rho\frac{dx_e}{dt}=k(x_i-x_e),$$

sau, ordonînd altfel diferiții termeni și împărțind prin k,

$$\frac{m}{k}\frac{d^2x_e}{dt^2}+\frac{\rho}{k}\frac{dx_e}{dt}+x_e=x_i. \qquad (10-45)$$

Notînd $T^2=m/k$ și $2d_aT=\rho/k$, ecuația (10—45) trece în

$$T^2\frac{d^2x_e}{dt^2}+2d_aT\frac{dx_e}{dt}+x_e=x_i. \qquad (10-46)$$

Mai sus este ușor de verificat că d_a/k are dimensiunea unui timp, iar m/k dimensiunea unui timp la pătrat.

b) Asupra unui instrument de măsură magnetoelectric, analogic, cu bobină mobilă și magnet permanent, acționează cuplurile:

— *motor*, proporțional cu curentul i din bobină, $m=k_1i$;

— *rezistent*, produs de resoarte, proporțional cu unghiul de deviație α al echipajului mobil față de poziția de repaus, $m_s=k_2\alpha$;

— *de amortizare* sau *de frecare vîscoasă*, proporțional cu viteza $d\alpha/dt$ a echipajului mobil, $m_a=k_3\frac{d\alpha}{dt}$;

— *inerțial* sau *dinamic*, datorită prezenței inerției și a variației vitezei unghiulare, $m_d=J\frac{d\Omega}{dt}=J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$. Suma algebrică a tuturor acestor cupluri trebuind să fie nulă, se obține

$$m=m_s+m_a+m_d,$$

respectiv

$$k_1i=k_2\alpha+k_3\frac{d\alpha}{dt}+J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$$

sau

$$\frac{J}{k^2}\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{k_3}{k_2}\frac{d\alpha}{dt}+\alpha=\frac{k_1}{k_2}i. \qquad (10-47)$$

Introducînd notaţiile

$$T^2=\frac{J}{k_2};\ \frac{k_3}{k_2}=2d_aT;\ \frac{k_1}{k_2}=k;\ x_e=\alpha;\ x_i=i,$$

ecuaţia(10—47) se transformă în

$$T^2\frac{d^2x_e}{dt^2}+2d_aT\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i. \tag{10—48}$$

Elementul inerţial de ordinul al doilea (PT_2), cunoscut şi sub denumirile de *element oscilant* sau *de întîrziere* ori *cu acţiune proporţională de ordinul al doilea* este descris matematic de ecuaţia diferenţială (10—48), în care coeficientul d_a este aşa-numitul *factor de amortizare*, iar k *factorul de amplificare*, T fiind o *constantă de timp*. Ecuaţia caracteristică în r a ecuaţiei diferenţiale (10—48) este

$$T^2r^2+2d_aTr+1=0,$$

de rădăcini

$$r_{1.2}=\frac{-d_a\pm\sqrt{d_a^2-1}}{T}. \tag{10—49}$$

Soluţia de regim liber sau tranzitoriu al ecuaţiei (10—48), corespunzătoare membrului drept nul, este

$$x_{et}(t)=C_1e^{r_1t}+C_2e^{r_2t}. \tag{10—50}$$

Valoarea factorului de amortizare d_a determină diferite cazuri:

1° *Cazul* $d_a>1$. În această situaţie rădăcinile $r_{1.2}$ sînt reale, distincte şi negative. Fie ele $r_1=-a_1$ şi $r_2=-a_2$, unde a_1 şi a_2 sînt cantităţi reale, pozitive. Răspunsul liber va fi aperiodic, de tipul

$$x_{et}(t)=C_1e^{-a_1t}+C_2e^{-a_2t}. \tag{10—51}$$

Dacă factorul de amortizare este $d_a\gg1$, una din cele două rădăcini r_1, r_2 devine foarte mică, adică una din exponenţiale dispare mult mai rapid decît cealaltă cu trecerea timpului, ceea ce înseamnă că răspunsul liber al elementului PT_2, în această ipoteză, se apropie mult de răspunsul unui element de tipul PT_1.

2° *Cazul* $d_a=1$. În această ipoteză, $r_{1.2}=-a=-\frac{d_a}{T}<0$, cu $a=\frac{d_a}{T}>0$. Soluţia de regim tranzitoriu devine

$$x_{et}(t)=(C_1+C_2t)e^{-at}. \tag{10—52}$$

3° *Cazul* $d_a<1$. Rădăcinile $r_{1.2}$ sînt complex conjugate, de forma $r_{1.2}=-a\pm j\omega$, unde $a=d_a/T$, $\omega=\sqrt{1-d_a^2}$, iar soluţia de regim tranzitoriu (10—50) devine

$$x_{et}(t)=C_1e^{-at}\sin(\omega t+C_2), \tag{10—53}$$

C_1 şi C_2 fiind două constante arbitrare. Regimul tranzitoriu va fi caracterizat de oscilaţii sinusoidale amortizate (avînd $a>0$, $-a<0$), $\lim_{t\to\infty}x_{et}(t)=0$. În cazul particular ideal $a=0$ (adică $d_a=0$), oscilaţiile vor deveni sinusoidale, de amplitudine C_1 constantă.

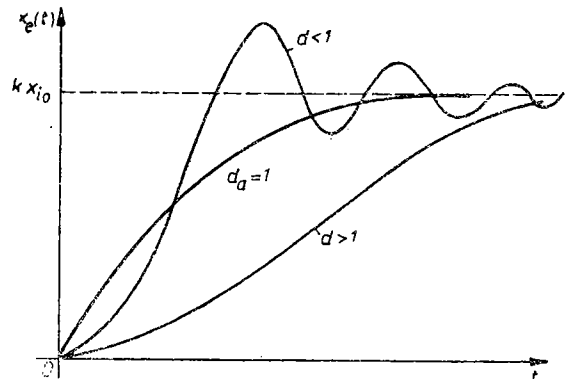


Fig. 10—10. Răspunsurile unui sistem PT_2 la o mărime de intrare x_{i0}= const., pentru diferite valori ale coeficientului de atenuare d_a.

În fine, dacă în ecuația (10—48) se face $x_i = x_{i0} =$ =const., soluția generală va fi

$$x_e(t) = x_{et}(t) + kx_{i0}. \quad (10-54)$$

În figura 10—10 sînt redate graficele $x_e(t)$, în situația unei mărimi de intrare $x_{i0} =$ = const.,pentru diferite valori ale coeficientului de amortizare d_a.

În ceea ce privește constantele de integrare C_1, C_2, ele se determină din egalitatea (10—54) pe baza unor condiții inițiale. Sînt foarte răspîndite condițiile inițiale următoare, în diferite sisteme tehnice: la $t=0$ sistemul să fie lipsit de energie potențială, deci să avem $x_e(0)=0$, și de energie cinetică, adică $(dx_e/dt)_{t=0}=0$.

Sînt foarte numeroase sistemele fizice care se comportă ca un element PT_2, printre care și circuitele *RLC*.

10.2.4. Element cu timp mort

Există unele dispozitive și procese ca benzi transportoare, buncăre, laminoare, procese de amestecare, trecerea de fluide prin țevi, la care mărimea lor de ieșire apare de-abia după trecerea unui interval de timp T_m, din momentul apariției mărimii de intrare. Timpul T_m este denumit *timp mort*, iar elementele de transmisie cu o comportare de acest tip poartă denumirea de *elemente cu timp mort*. Astfel de elemente sînt caracterizate de o ecuație de tipul

$$x_e(t) = x_i(t - T_m). \quad (10-55)$$

Aplicație. **Fie o bandă transportoare de 10 m lungime, pe care materialul granular transportat se deplasează cu viteza lineară constantă $v=0{,}5$ m/s. Care este dependența dintre mărimile de intrare $x_i(t)$ și ieșire $x_e(t)$, ambele exprimînd debitul masic în kg/minut?**

Rezolvare. **Timpul necesar parcurgerii benzii este**

$$T_m = \frac{l}{v} = \frac{10}{0{,}5} = 20 \text{ s} = 1/3 \text{ minute}.$$

Se vede imediat că dependența căutată este

$$x_e(t) = x_i\left(t - \frac{1}{3}\right)\left[\frac{\text{kg}}{\text{minut}}\right],$$

unde t va fi exprimat în minute. Banda transportoare respectivă se comportă deci ca un element cu timp mort $T_m = 1/3$ minute$= 20$ s.

10.2.5. Elemente de automatizare cu acțiune combinată

Există sisteme fizice, din care vom menționa doar unele de ordinul întîi, care se comportă însumînd două sau chiar cîte trei acțiuni de reglare, de pildă:

— *proporțional-integral* sau *de tip PI*, descrise de ecuația diferențială

$$T_1 \frac{dx_e}{dt} + x_e = K_p x_i + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t x_i dt; \qquad (10-56)$$

— *proporțional-derivativ* sau *proporțional-diferențial* ori *de tip PD*, de ecuație diferențială

$$T_1 \frac{dx_e}{dt} + x_e = K_p T_d \frac{dx_i}{dt} + K_p x_i; \qquad (10-57)$$

— *proporțional-integral—diferențial* sau *de tip PID*, a căror ecuație diferențială este

$$T_1 \frac{dx_e}{dt} + x_e = K_p x_i + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t x_i dt + K_p T_d \frac{dx_i}{dt}. \qquad (10-58)$$

Nu putem intra aici în mai multe detalii.

CAPITOLUL XI

11. ANALIZA SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ LINEARE ȘI CONTINUE

11.1. SEMNALE TIP DE INTRARE

Calitatea unui sistem de reglare automată se apreciază pe baza unor indicatori stabiliți în funcție de modul în care sistemul răspunde la o anumită variație a mărimii de intrare. Aceasta poate avea, în general, o variație de formă oarecare în funcție de timp, cunoscută sau necunoscută. Admitem de aceea mărimi de intrare de un anumit fel (*semnale tip de intrare*), caracteristice, care să evidențieze comportarea SRA în cazuri extreme de funcționare.

Semnalele utilizate sînt: *treaptă*, *rampă*, *impuls* și *armonic* (sinusoidal),

11.1.1. Semnalul treaptă

Este definit în general ca o funcție de timp

$$\sigma(t) = K \cdot 1(t), \qquad (11-1)$$

definită ca fiind

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0, \text{ pentru } t \leqslant 0; \\ K, \text{ pentru } t > 0, \end{cases} \qquad (11-2)$$

redată grafic în figura 11—1. Pentru K=1 semnalul se numeşte *treaptă unitară* sau *salt unitar* (linia punctată din fig. 11—1). Semnalul treaptă unitară este deci astfel definit:

$$\sigma(t)=\begin{cases} 0, \text{ pentru } t\leqslant 0; \\ 1, \text{ pentru } t>0. \end{cases} \tag{11—3}$$

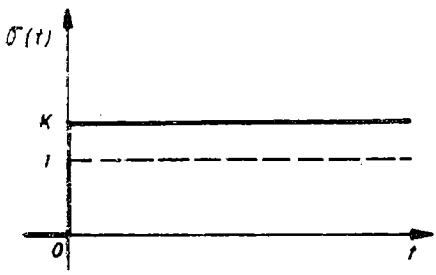


Fig. 11—1. Semnalul treaptă.

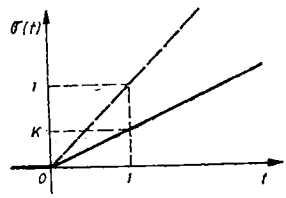


Fig. 11—2. Semnalul rampă.

11.1.2. Semnalul rampă

Acest semnal se defineşte (fig. 11—2) prin funcţia

$$\sigma(t)=Kt\cdot 1(t), \tag{11—4}$$

fiind deci

$$\sigma(t)=\begin{cases} 0, \text{ pentru } t\leqslant 0; \\ Kt, \text{ pentru } t>0. \end{cases} \tag{11—5}$$

Cînd $K=1$ semnalul se numeşte *rampă unitară* (linia punctată din fig. 11—2), definit prin

$$\sigma(t)=\begin{cases} 0, \text{ pentru } t\leqslant 0; \\ t, \text{ pentru } t>0. \end{cases} \tag{11—6}$$

11.1.3. Semnalul impuls

Acest semnal reprezintă o funcţie de timp de durată foarte scurtă dar de amplitudine suficient de mare pentru ca efectul ei să se facă resimţit.

Să considerăm funcţia reprezentată în figura 11—3, numită *impuls finit de arie A* şi definită precum urmează

$$\begin{aligned} &\sigma(t)=0, \text{ pentru } t<0, \\ &\sigma(t)=K, \text{ pentru } 0<t<\frac{A}{K}, \\ &\sigma(t)=0, \text{ pentru } t>\frac{A}{K}. \end{aligned} \tag{11—7}$$

Această funcţie are următoarea transformată Laplace:

$$\mathcal{L}[\sigma(t)]=\int_{-\infty}^{+\infty}\sigma(t)e^{-st}\,dt=\int_{0}^{A/K}Ke^{-st}\,dt=\frac{K(1-e^{-AsI K})}{s}.$$

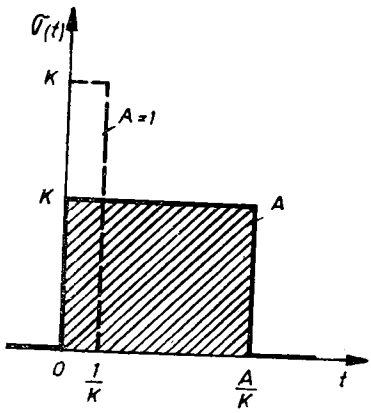


Fig. 11—3. Semnalul impuls.

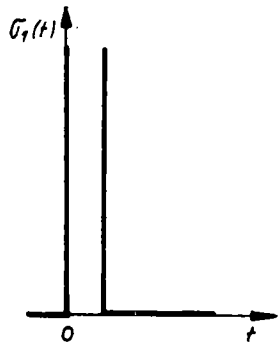


Fig. 11—4. Funcția impuls unitar.

Dacă $A=1$ se obține *impulsul unitar finit* (curba punctată din fig. 11—3). Să vedem ce devine această transformată Laplace cînd $K\to\infty$, adică în situația în care dreptunghiul care reprezintă funcția $\sigma(t)$ devine infinit de îngust, păstrînd totuși aria egală cu unitatea. Pentru a calcula limita se ridică nedeterminarea și se obține

$$\lim_{K\to\infty} \mathfrak{L}\,[\sigma(t)]=\lim_{\frac{1}{K}\to 0}\frac{1-e^{-s(1/K)}}{s\left(\frac{1}{K}\right)}=\lim_{\frac{1}{K}\to 0}\frac{se^{-s(1/K)}}{s}=1.$$

Funcția limită a lui $\sigma(t)$, de obicei notată cu $\sigma_1(t)$, poate fi definită astfel:

$$\sigma_1(t)=0, \text{ pentru } t\neq 0;\ \sigma_1(t) \text{ nedefinit, pentru } t=0,$$

cu

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\sigma_1(t)\mathrm{d}t=1. \qquad (11-8)$$

Această funcție este denumită *funcția impuls unitar* (fig. 11—4). Evident că avem $\mathfrak{L}\,[\sigma_1(t)]=1$. În mod analog se poate defini o *funcție impuls de amplitudine oarecare* A. Firește că

$$\mathfrak{L}\,[A-\sigma_1(t)]=A. \qquad (11-9)$$

Aceste funcții impuls sînt folosite în reprezentarea schematică a unei funcții de timp de durată foarte scurtă în raport cu scara de timp a sistemului studiat, dar de valoare instantanee suficient de mare pentru a avea efecte sensibile asupra acestuia. De exemplu, o rafală de vînt de durată foarte scurtă (1/5 dintr-o secundă), care acționează asupra unui avion cu perioada proprie de oscilație de 3 secunde (fig. 11—5) va putea fi reprezentată corect printr-un cuplu $M(t)=150\,000\ \sigma_1(t)$ *Nm*, de unde rezultă $\mathfrak{L}\,[M(t)]=150\,000$ *Nms*. Aici s-a utilizat relația (11—9) și figura 11—3, avînd $A=(A/K)K=(1/5)\cdot 750\,000=150\,000$ *Nm*.

11.1.4. Semnal armonic (sinusoidal)

Acest semnal este reprezentat de funcția (fig. 11—6)

$$\sigma(t)=A\sin\omega t, \qquad (11-10)$$

cu notațiile deja cunoscute. Pentru $A=1$ se obține *semnalul armonic unitar*.

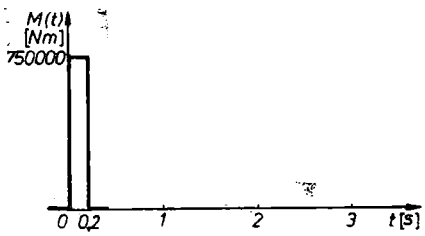


Fig. 11—5. Explicativă.

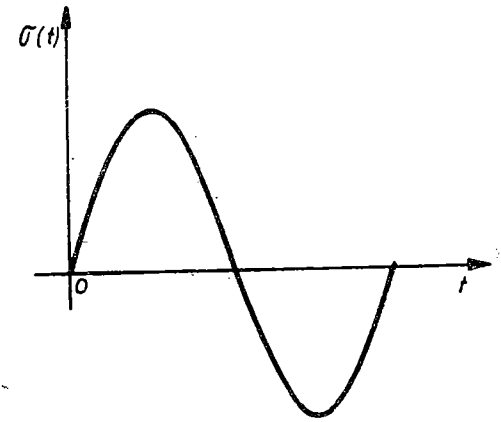


Fig. 11—6. Semnalul armonic (sinusoidal).

11.2. RĂSPUNSUL ELEMENTELOR DE AUTOMATIZARE LA DIFERITE SEMNALE DE INTRARE

11.2.1. Răspunsul la semnalul treaptă

11.2.1.1. Funcţia tranzitorie sau indicială

Pentru cunoaşterea comportării dinamice a elementelor circuitelor de reglare, respectiv a sistemelor, a căror ecuaţii diferenţiale trebuie rezolvate, se utilizează *funcţia tranzitorie* sau *indicială*. Aceasta *reprezintă variaţia u(t) a mărimii de ieşire a unui sistem sau element, căruia i se aplică la intrare un semnal treaptă unitară*. Semnalul treaptă unitară este definit de relaţia (11—3) şi figura 11—1.

Pentru calculul funcţiei tranzitorii $u(t)$ se înlocuieşte în ecuaţia diferenţială a elementului de reglare pentru $t>0$ mărimea de intrare x_i cu unitatea; aceasta înseamnă $x_e=u(t)$. Soluţia ecuaţiei diferenţiale furnizează funcţia tranzitorie căutată $u(t)=f(t)$.

11.2.1.2. Funcţiile tranzitorii ale principalelor elemente de reglare

a) *Element P.* Cum se ştie deja din capitolul precedent, ecuaţia acestui element este $x_e=kx_i$. Pentru $t>0$ înlocuim $x_i=\sigma(t)=1$ şi obţinem funcţia tranzitorie

$$x_e=u(t)=k. \qquad (11-11)$$

Răspunsul elementului de tip P la semnalul treaptă unitară, adică funcţia tranzitorie, este reprezentată în figura 11—7.

b) *Element I.* Ecuaţia acestui element este $T\frac{dx_e}{dt}=x_i$, ceea ce înseamnă $x_e=\frac{1}{T}\int_0^t x_i\,dt$. Pentru $t>0$ este valabil $x_i=\sigma(t)=1$; aşadar funcţia tranzitorie

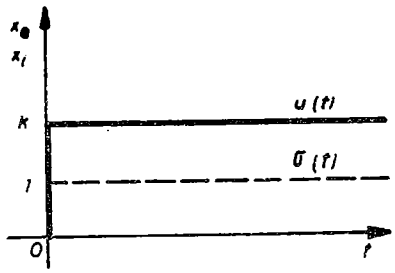


Fig. 11—7. Element *P*.

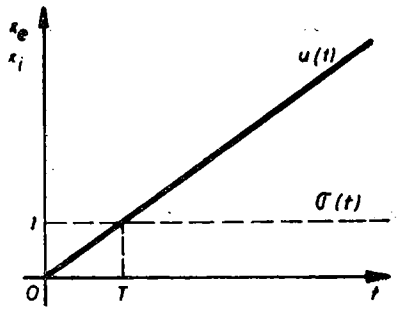


Fig. 11—8. Element *I*.

va fi

$$x_e = u(t) = \frac{1}{T}\int_0^t dt = \frac{t}{T}, \qquad (11-12)$$

fiind reprezentată în figura 11—8.

c) *Element PI.* Ecuația acestui element

$$T\,\frac{dx_e}{dt} = k\left(x_i + T\,\frac{dx_i}{dt}\right)$$

se transformă în

$$x_e = \frac{k}{T}\int_0^t x_i dt + k,$$

iar pentru $t>0$ și cu $x_i = \sigma(t) = 1$ rezultă

$$x_e = u(t) = \frac{k}{T}\,t + k. \qquad (11-13)$$

Funcția tranzitorie este reprezentată în figura 11—9.

d) *Element D.* Ecuația elementului *D* este $x_e = T\,\frac{dx_i}{dt}$. Derivata semnalului treaptă unitară ar rezulta nulă din definiția sa (11—3). La $t=0$ se consideră saltul de la $\sigma(t)=0$ la $\sigma(t)=1$ și se obține în acest punct o creștere după ordonată; domeniul treptei unitare pentru $t=0$ este nedefinit. Deoarece aceste considerații au numai o valoare teoretică, într-un sistem real se calculează cu o creștere foarte abruptă dar nu nedefinită, ceea ce înseamnă că saltul nu urmează într-un singur punct determinat $t=0$, ci în interiorul unui interval de timp foarte mic $t \in (0, h)$, unde $h \ll T$. Reprezentarea treptei unitare reale este redată în figura 11—10.

Derivarea treptei unitare se obține cu funcția impuls unitar (relația 11—8). Cu această definiție, funcția tranzitorie a unui element *D* se poate scrie

$$x_e = u(t) = T\,\frac{d\sigma(t)}{dt} = T\sigma_1(t). \qquad (11-14)$$

e) *Element PD.* În ecuația elementului *PD*

$$x_e = k\left(x_i + T\,\frac{dx_i}{dt}\right)$$

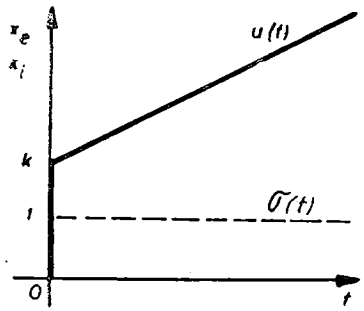


Fig. 11—9. Element *PI*.

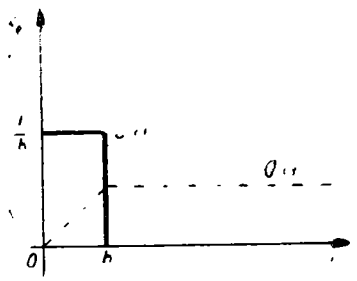


Fig. 11—10. Element *D*.

pentru $t>0$ sînt valabile egalitățile $x_i=\sigma(t)=1$; $\frac{dx_i}{dt}=\sigma_1(t)$. Funcția tranzitorie este

$$x_e=u(t)=k\sigma(t)+kT\sigma_1(t);$$

$$u(t)=k(1+T\sigma_1(t)). \qquad (11-15)$$

Reprezentarea acestei funcții este ilustrată în figura 11—11.

f) *Element* PT_1. Ecuația elementului proporțional cu întîrziere de ordinul I este

$$T\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i,$$

iar pentru $t>0$, $x_i=\sigma(t)=1$ și $x_e=u(t)$. Cu aceasta se găsește pentru funcția tranzitorie următoarea ecuație liniară neomogenă de ordinul I:

$$T\frac{du(t)}{dt}+u(t)=k.$$

Soluția acestei ecuații, cu condiția inițială $u(0)=0$ este

$$u(t)=k(1-e^{-t/T}). \qquad (11-16)$$

Pentru $t=T$, se obține

$$u(T)=k\left(1-\frac{1}{e}\right)=0{,}63\ k.$$

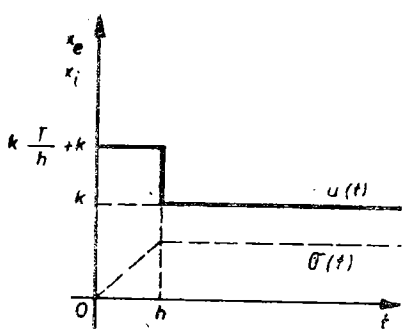


Fig. 11—11. Element *PD*.

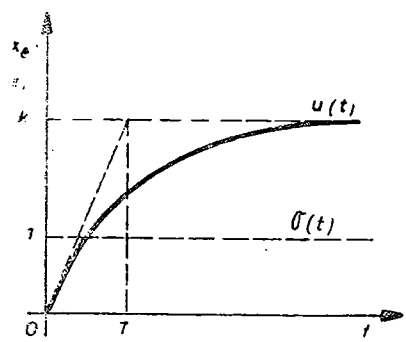


Fig. 11—12. Element PT_1.

După trecerea unui timp egal cu constanta de timp T, funcția $u(t)$ atinge deci 63% din valoarea sa finală (fig. 11—12). Constanta de timp T se va putea deci determina cu ajutorul unei oscilograme ca fiind timpul necesar atingerii a 63% din valoarea finală. Pentru $t=3T$, $u(3T)=0{,}95$, ceea ce înseamnă că după $3T$ funcția $u(t)$ atinge 95% din valoarea sa finală. Din acest motiv se denumește frecvent ca durată de stabilire a elementului PT_1 triplul constantei de timp T. Reținem că acțiunea dinamică a elementului PT_1 constă într-o întîrziere a mărimii de ieșire față de mărimea de intrare.

g) *Element* PT_2. Ecuația generală a elementului proporțional cu întîrziere de ordinul II este

$$T^2 \frac{d^2x_e}{dt^2} + 2d_a T \frac{dx_e}{dt} + x_e = kx_i.$$

În funcție de factorul de amortizare d_a se deosebesc cazurile:

a) aperiodic ($d_a > 1$); b) periodic amortizat ($d_a < 1$). Ambele cazuri sînt reprezentate în figura 11—13.

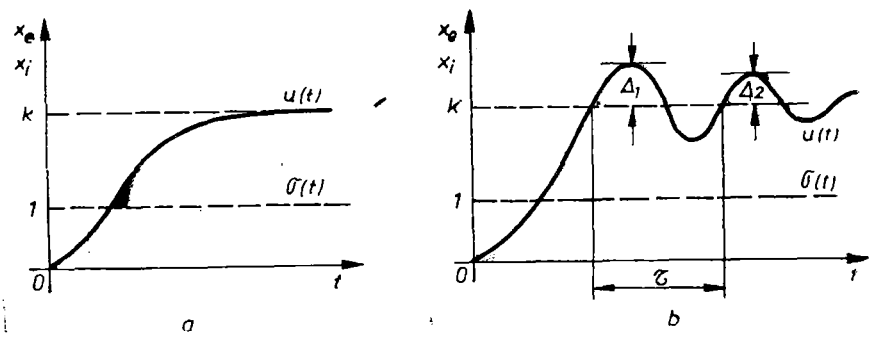


Fig. 11—13. Element PT_2.

Parametrii k, T și d_a ai funcției tranzitorii a elementului de ordinul al doilea se pot determina dintr-o oscilogramă astfel:

k — valoarea finală a funcției tranzitorii;

$d_a = \frac{\vartheta}{\sqrt{4\pi^2 + \vartheta^2}}$, cu $\vartheta = \ln(\Delta_1/\Delta_2)$ — decrementul logaritmic al oscilației (fig. 11—13);

$$T = \frac{1}{2} \tau \sqrt{1 - d_a^2}.$$

Valoarea $d_a = 1$ corespunde cazului *amortizării critice*. Pentru $d_a \gg 1$ sistemul este puternic amortizat. Valorile uzuale ale factorului de amortizare sînt de 0,5 ... 1.

h) *Element cu timp mort*. Ecuația unui asemenea element este

$$x_e = kx_i \, f(t - T_m).$$

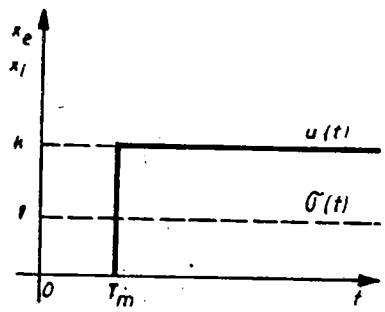


Fig. 11—14. Element cu timp mort.

Cu $x_i = \sigma(t) = 1$ pentru $t > 0$, rezultă

$$x_e = u(t) = kf(t - T_m). \qquad (11-17)$$

Funcția tranzitorie a unui element cu timp mort este reprezentată în figura 11—14.

i) *Elemente nelineare.* Pentru elementele nelineare nu se poate indica o funcție tranzitorie general valabilă. Elementele au în fiecare punct de funcționare p comportări pentru mărimea de intrare impuls unitar; factorul k este astfel dependent de caracteristica elementului neliniar.

11.2.1.3. Importanța funcției tranzitorii

Importanța acestei funcții este restrînsă, deoarece ecuația diferențială a unui sistem cu mai multe elemente este de cele mai multe ori de ordin mare și se rezolvă greu sau nu se poate rezolva analitic. Pentru calculul circuitelor de reglare s-au determinat, după cum vom vedea în cele ce urmează, metode care permit deducerea comportării dinamice fără a fi necesară rezolvarea ecuațiilor diferențiale.

Funcția tranzitorie servește la caracterizarea comportării dinamice a elementelor separate, respectiv are un înțeles cînd un circuit de reglare închis se poate reduce la unul din elementele pe care le-am studiat (de exemplu PT_2). Prin măsurarea funcției tranzitorii a unui element de reglare se pot determina datele de recunoaștere ale acestuia și ecuația diferențială corespunzătoare.

11.2.2. Răspunsul la semnal armonic (răspunsul la frecvență)

11.2.2.1. Transformarea ecuațiilor diferențiale în ecuații ale răspunsului la frecvență

Fiecare sistem linear poate fi descris prin una sau mai multe ecuații diferențiale asociate împreună. După cum s-a menționat, soluția unei ecuații diferențiale lineare neomogene se compune dintr-o soluție a ecuației omogene și o soluție corespunzătoare a ecuației neomogene. În cazul special în care mărimea de intrare a unui sistem linear este o oscilație armonică, soluția particulară care caracterizează regimul stabilizat sau staționar este tot o oscilație armonică. Cu notațiile utilizate (11—10), mărimea de intrare va fi $x_i = \sigma(t) = X_{imax} \sin \omega t$, iar mărimea de ieșire $x_e = X_{emax} \sin(\omega t + \varphi)$. Această ultimă mărime de amplitudine X_{emax} este defazată față de mărimea de intrare cu un unghi de defazaj φ.

Recurgînd la scrierea în complex generalizat a mărimilor armonice rezultă

$$\underline{x}_i = X_{imax} e^{j\omega t}; \qquad (11-18)$$

$$\underline{x}_e = X_{emax} e^{j(\omega t + \varphi)}, \qquad (11-19)$$

Ecuațiile răspunsului la frecvență se obțin prin înlocuirea mărimilor precedente în ecuația diferențială a sistemului, respectiv a elementului circuitului de reglare. Să considerăm din nou ecuația elementului PT_2

$$T^2 \frac{d^2x_e}{dt} + 2d_a T \frac{dx_e}{dt} + x_e = kx_i. \qquad (11-20)$$

Înlocuind în această ecuație egalitățile (11—18) și (11—19) și ținînd seama de corespondența operațiilor de derivare, ecuația (11—20) devine

$$\underline{x}_e[T^2(j\omega)^2 + 2d_a T(j\omega) + 1] = k\underline{x}_i$$

sau

$$\underline{x}_e = \frac{k}{1 + (j\omega)2d_a T + (j\omega)^2 T^2}\, \underline{x}_i.$$

Expresia

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{\underline{x}_e}{\underline{x}_i} = \frac{k}{1 + (j\omega)2d_a T + (j\omega)^2 T^2} \qquad (11-21)$$

este numită *răspunsul la frecvență a elementului* PT_2.

Pentru un element de ordinul n, caracterizat de ecuația diferențială

$$a_n \frac{d^{(n)}x_e}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{(n-1)}x_e}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{dx_e}{dt} + a_0 x_e = kx_i,$$

răspunsul la frecvență va fi

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{k}{a_0 + (j\omega)a_1 + (j\omega)^2 a_2 + \ldots + (j\omega)^n a_n}. \qquad (11-22)$$

În planul complex $\mathrm{Re}(\underline{Y}) - 0 - \mathrm{Im}(\underline{Y})$ *răspunsul la frecvență* este reprezentat printr-un *loc geometric*. Pentru fiecare punct al acestui loc geometric există un fazor cu lungime $|\underline{Y}(j\omega)|$ și de argument sau defazaj $\varphi(\omega)$ față de semiaxa reală pozitivă (fig. 11—15). *Reprezentarea în planul complex a extremității fazorului* $\underline{Y}(j\omega)$ *cînd pulsația* ω *variază de la zero la infinit se numește loc de transfer (a elementului sau sistemului automat)*. Pe locul de transfer se notează printr-o săgeată sensul pulsațiilor crescătoare (fig. 11—15).

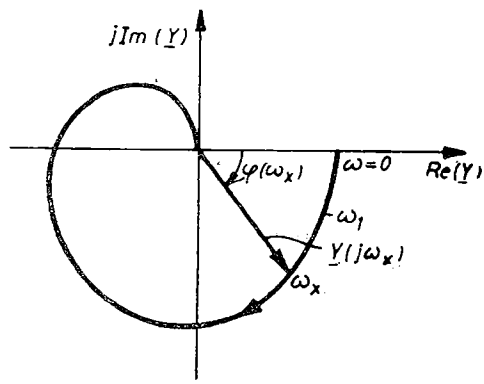


Fig. 11—15. Locul de transfer al unui element sau sistem automat.

Pe de altă parte putem scrie întotdeauna

$$\underline{Y}(j\omega) = |\underline{Y}(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}. \qquad (11-23)$$

Pentru descrierea unui sistem de ordinul n, amplitudinea $|\underline{Y}(j\omega)|$ și faza $\varphi(\omega)$ se pot determina din egalitatea (11—22). Relația (11—23), avînd în vedere egalitățile (11—18) și (11—19), se poate scrie

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{X_{e\,max}}{X_{i\,max}} e^{j\varphi}. \qquad (11-24)$$

Lungimea fazorului $\underline{Y}(j\omega)$, respectiv modulul său, corespunde prin urmare raportului amplitudinilor mărimilor armonice de ieșire și intrare.

Definiție. Răspunsul la frecvență a unui sistem linear este raportul dintre soluția părții neomogene a mărimii de ieșire și mărimea de intrare, cînd mărimea de intrare este o funcție armonică.

Se recunoaște ușor că răspunsul la frecvență poate fi obținut foarte simplu din ecuația diferențială. Pentru aceasta într-o ecuație diferențială dată se fac înlocuirile

$$\frac{d}{dt} \Rightarrow j\omega; \frac{d^2}{dt^2} \Rightarrow (j\omega)^2; \ldots; \frac{d^{(n)}}{dt^n} \Rightarrow (j\omega)^n,$$

rezolvîndu-se apoi în raport cu $\underline{x}_e/\underline{x}_i$.

În fine, ecuația diferențială cea mai generală a unui sistem linear este de forma

$$a_n \frac{d^{(n)}x_e}{dt^n} + \ldots + a_1 \frac{dx_e}{dt} + a_0 x_e = k\left(b_0 x_i + b_1 \frac{dx_i}{dt} + \ldots + b_m \frac{d^{(m)}x_i}{dt^m}\right). \quad (11-25)$$

Răspunsul la frecvență va fi

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{k\ [b_0 + b_1(j\omega) + \ldots + b_m(j\omega)^m]}{a_0 + a_1(j\omega) \ldots + a_n(j\omega)^n}. \quad (11-26)$$

Se pot obține și invers, ecuațiile diferențiale din răspunsul la frecvență. Prin înmulțirea ecuației (11—26) cu x_i/x_e și înlocuirea lui $j\omega$ cu $\frac{d}{dt}$, respectiv $(j\omega)^n$ cu $\frac{d^{(n)}}{dt^n}$, se obține din nou ecuația diferențială (11—25).

Mai mult, este posibilă obținerea ecuației caracteristice a ecuației diferențiale din răspunsul la frecvență. Pentru aceasta în loc de $j\omega$ se pune r la numitorul răspunsului la frecvență și se egalează cu zero numitorul. Ecuația caracteristică a ecuației diferențiale (11—25) se obține imediat din ecuația (11—26),

$$a_0 + a_1 r + a_2 r^2 + \ldots + a_n r^n = 0. \quad (11-27)$$

Prin urmare *răspunsul la frecvență caracterizează la fel de bine un sistem ca și ecuația diferențială corespunzătoare acestuia.*

Avantajele răspunsului la frecvență. Răspunsul la frecvență depinde numai de mărimea $(j\omega)$. Cu ajutorul acestui răspuns se obține o dependență între mărimea de intrare și mărimea de ieșire a unui element, respectiv a unui sistem, de forma

$$\underline{x}_e = \underline{Y}(j\omega)\underline{x}_i, \quad (11-28)$$

care corespunde formal relației $x_e = kx_i$ de la calculul circuitelor de reglare în regim staționar. În calculul cu răspunsuri la frecvență este nevoie numai de patru operații: adunarea, scăderea, înmulțirea și împărțirea. Sistemele mai complexe pot fi mai ușor tratate cu ajutorul răspunsurilor la frecvență decît cu ecuațiile diferențiale. Așa cum prin determinarea funcției tranzitorii se pot determina comportarea dinamică și datele caracteristice ale unui element sau sistem necunoscut, aceeșea se pot aprecia prin măsurarea răspunsului la frecvență. În timp ce funcția tranzitorie este soluția unei ecuații diferențiale liniare în situația unei mărimi de intrare de forma unui impuls unitar, răspunsul la frecvență reprezintă soluția unei ecuații diferențiale pentru o mărime de intrare de forma unei funcții armonice.

11.2.2.2. Răspunsul la frecvență și funcția de transfer

Comportarea unui sistem pentru o mărime armonică de intrare este redată de răspunsul la frecvență. Asemănător cu ecuația diferențială, el este cazul particular a unei funcții care descrie comportarea la transfer a unui sistem pentru diferite mărimi de intrare. O asemenea funcție se poate obține prin utilizarea transformatei Laplace (a se vedea anexa VIII).

Fie o ecuație diferențială lineară neomogenă de forma

$$a_2 \frac{d^2x_e}{dt^2} + a_1 \frac{dx_e}{dt} + a_0 x_e = kx_i. \tag{11-29}$$

Folosind regulile expuse în anexa VIII, să notăm cu $s=\sigma+j\omega$ variabila complexă și să aplicăm transformarea Laplace, în condiții inițiale nule, ecuației (11—29). Se obține

$$a_2 s^2 x_e(s) + a_1 s x_e(s) + a_0 x_e(s) = kx_i(s)$$

sau

$$Y(s) = \frac{x_e(s)}{x_i(s)} = \frac{k}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2}; \tag{11-30}$$

această expresie este denumită *funcție de transfer.* În general, *funcția de transfer este raportul dintre transformata Laplace a mărimii de ieșire și transformata Laplace a mărimii de intrare, în condiții inițiale nule.*

În cele ce urmează vom determina funcțiile de transfer ale celor mai des întîlnite elemente, folosind ecuațiile lor diferențiale.

a) *Element P.* Aplicînd ecuației $x_e = kx_i$ transformarea Laplace, obținem $x_e(s) = kx_i(s)$ și deci funcția de transfer

$$Y(s) = \frac{x_e(s)}{x_i(s)} = k. \tag{11-31}$$

b) *Element I.* Din ecuația $T \frac{dx_e}{dt} = x_i$ se obține similar $Tsx_e(s) = x_i(s)$ și deci funcția de transfer

$$Y(s) = \frac{1}{sT}. \tag{11-32}$$

c) *Element PI.* Ecuației diferențiale $T \frac{dx_e}{dt} = k\left(x_i + T \frac{dx_i}{dt}\right)$ îi corespunde, după aplicarea transformatei Laplace ambilor membri, $Tsx_e(s) = k[x_i(s) + Tsx_i(s)]$, de unde

$$Y(s) = k \frac{1+sT}{sT}. \tag{11-33}$$

d) *Element D.* Caracteristic acestui element este ecuația $x_e = T \frac{dx_i}{dt}$, din care se obține

$$Y(s) = sT. \tag{11-34}$$

e) *Element PD.* Din $x_e = k\left(x_i + T \frac{dx_i}{dt}\right)$ rezultă

$$Y(s) = k(1+sT). \tag{11-35}$$

f) *Element* PT_1. Aplicînd aceeaşi procedură, din ecuaţia diferenţială $T\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i$, se ajunge la funcţia de transfer

$$Y(s)=\frac{k}{1+sT}. \tag{11—36}$$

g) *Element* PT_2. Ecuaţiei $T^2\frac{d^2x_e}{dt^2}+2d_aT\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i$ îi corespunde funcţia de transfer

$$Y(s)=\frac{k}{1+2d_aTs+s^2T^2}. \tag{11—37}$$

h) *Element cu timp mort.* La aceasta ecuaţia diferenţială ataşată fiind $x_e=kx_i(t-T_m)$, aplicînd teorema întîrzierii expusă în Anexa rezultă $\dot{x}_e(s)=ke^{-sT_m}x_i(s)$ şi deci

$$Y(s)=ke^{-sT_m}. \tag{11—38}$$

i) *Element nelinear.* Pentru mărimi de intrare armonice, elementele neliniare produc în general mărimi de ieşire nesinusoidale. În utilizarea metodei răspunsului de frecvenţă elementele nelineare trebuie în prealabil linearizate, căpătînd astfel o comportare de tip *P*.

Exemplu. Pentru transformarea ecuaţiilor diferenţiale cu ajutorul calculului operaţional vom analiza acelaşi exemplu şi anume grupul generator-motor (subcap. 9—1, ecuaţiile (9—8 ... 9—10). În acelaşi timp vom lucra în unităţi relative (mărimi raportate).

Regulatorul are funcţia de transfer Y_{R1} şi deci mărimea de ieşire a acestuia va fi

$$u_a(s)=Y_{R1}(s)[u_i(s)-u_T(s)].$$

Pentru uşurarea scrierii, în cele ce urmează vom renunţa la scrierea variabilei complexe s, înţelegînd însă că lucrăm cu imaginile Laplace ale mărimilor. Pentru raportare se alege tensiunea de ieşire a regulatorului U_{aN} şi valoarea nominală a tensiunii măsurate U_{TN}. Împărţind ecuaţia precedentă prin U_{aN} se obţine

$$\frac{u_a}{U_{aN}}=Y_{R1}(u_i-u_T)\frac{1}{U_{aN}}. \tag{11—39}$$

Deoarece trebuie să apară doar mărimi raportate, adică în loc de u_i, u_i/U_{TN} şi în loc de u_T mărimea u_T/U_{TN}, ecuaţia (11—39) o transformăm în

$$\frac{u_a}{U_{aN}}=Y_{R1}\left(\frac{u_i}{U_{TN}}-\frac{u_T}{U_{TN}}\right)\frac{U_{TN}}{U_{aN}}.$$

Notînd cu Y_R expresia $Y_{R1}U_{TN}/U_{aN}$, obţinem în final, în mărimi raportate,

$$u_a^*=Y_R(u_i^*-u_T^*). \tag{11—40}$$

Puntea monofazată semicomandată fiind un element cu timp mort are mărimea de ieşire (11—38)

$$u_e=k_2e^{-sT_m}u_a, \text{ cu } k_2=\frac{U_{e\,max}}{U_{aN}}.$$

Rezultă succesiv

$$\frac{u_e}{U_{e\,max}} = k_2 \frac{1}{U_{e\,max}} e^{-sT_m} u_a = k_2 \frac{U_{aN}}{U_{e\,max}} e^{-sT_m} \frac{u_a}{U_{aN}},$$

adică în mărimi raportate

$$u_e^* = e^{-sT_m} u_a^*. \tag{11—41}$$

Raportarea s-a făcut la tensiunea nominală de excitație (o tensiune de ieșire U_{aN} a blocului de formare a impulsurilor înseamnă un unghi de comandă mic și deci o tensiune maximă de excitație U_{emax}) și s-a presupus că regulatorul și blocul de formare a impulsurilor au aceeași tensiune nominală de ieșire, respectiv intrare, U_{aN}.

Circuitul de excitație a generatorului este un circuit de tip PT_1. Aplicînd rețelei (10—27) o transformare Laplace și ținînd seama de prescurtarea scrierii, admisă mai sus, rezultă

$$u_e = R_e i_e + sL_e i_e,$$

de unde

$$i_e = \frac{1}{R_e} \cdot \frac{1}{(1+sT_e)} \cdot u_e, \text{ cu } T_e = L_e/R_e \text{ și } U_{eN} = R_e I_{eN}.$$

Raportarea la mărimile I_{eN} și U_{emax} corespunde regulei că mărimea de intrare a unui element și mărimea de ieșire a elementului precedent trebuie să fie raportate la aceeași mărime, de aceeași valoare. Deci

$$\frac{i_e}{I_{eN}} = \frac{1}{R_e} \cdot \frac{1}{(1+sT_e)} \cdot \frac{u_e}{I_{eN}} = \frac{I_{eN}}{U_{eN}} \cdot \frac{1}{(1+sT_e)} \cdot \frac{u_e}{U_{e\,max}} \cdot \frac{U_{e\,max}}{I_{eN}} = \frac{U_{e\,max}}{U_{eN}} \cdot \frac{1}{(1+sT_e)} \cdot \frac{u_e}{U_{e\,max}}.$$

Tensiunea nominală de excitație, dată de curentul nominal de excitație și rezistența de excitație, și tensiunea maximă de ieșire a punții se deosebesc prin factorul de supraexcitație

$$k_{eG} = U_{emax}/U_{eN}.$$

Așadar, rezultă în mărimi raportate:

$$i_e^* = k_{eG} \cdot \frac{1}{1+sT_e} \cdot u_e^*. \tag{11—42}$$

Tensiunea electromotoare a generatorului. Ecuației unui element nelinear nu i se poate aplica o transformare Laplace și de aceea o lăsăm în forma veche. Raportarea conduce la

$$\frac{e_G}{E_{GN}} = f_4\left(\frac{i_e}{I_{eN}}\right), \text{ adică } e_G^* = f_4(i_e^*). \tag{11—43}$$

Se obține caracteristica elementului nelinear în mărimi raportate împărțind mărimile din abscisă și ordonată prin valorile nominale corespunzătoare acestora.

Circuitul indusului motorului. Transformarea Laplace aplicată ecuației circuitului indusului conduce la

$$e_G - e_M = i_a(R_A + sL_A),$$

de unde

$$i_a = \frac{1}{R_A} \cdot \frac{1}{(1+sT_A)} \cdot (e_G - e_M), \text{ cu } T_A = \frac{L_A}{R_A}.$$

Vom efectua raportarea la mărimile I_{aN} și E_{GN}:

$$\frac{i_a}{I_{aN}} = \frac{1}{R_A} \cdot \frac{1}{(1+sT_A)} \cdot \frac{(e_G - e_M)}{I_{aN}} = \frac{1}{R_A} \cdot \frac{E_{GN}}{I_{aN}} \cdot \frac{1}{(1+sT_A)} \cdot \left(\frac{e_G}{E_{GN}} - \frac{e_M}{E_{GN}} \right).$$

Factorul $k_A = E_{GN}/R_A I_{aN}$ este denumit coeficient de amplificare a circuitului indusului. În mărimi raportate obținem

$$i_a^* = k_A \cdot \frac{1}{(1+sT_A)} (e_G^* - e_M^*). \tag{11—44}$$

Cuplul electromagnetic al motorului. Relația cuplului este

$$m_M = k_4 i_a, \text{ cu } k_4 = M_{MN}/I_{aN}.$$

Raportarea acestei relații la M_{MN} și I_{aN} conduce la

$$\frac{m_M}{M_{MN}} = k_4 \frac{i_a}{M_{MN}} = k_4 \frac{I_{aN}}{M_{MN}} \cdot \frac{i_a}{I_{aN}} = \frac{M_{MN}}{I_{aM}} \cdot \frac{I_{aN}}{M_{MN}} \cdot \frac{i_a}{I_{aN}}$$

și deci

$$m_M^* = i_a^*. \tag{11—45}$$

Cuplul dinamic. Dacă raportăm ecuația cuplului dinamic la M_{MN} se obține

$$m_d^* = m_M^* - m_s^*. \tag{11—46}$$

Turația motorului. Transformata Laplace a ecuației (10—25') este

$$m_d = \frac{J}{9{,}55} s n_M.$$

Prin raportare la turația nominală a motorului n_{MN} și la cuplul M_{MN} obținem

$$\frac{n_M}{n_{MN}} = \frac{1}{s\frac{J}{9{,}55}} \cdot \frac{m_d}{n_{MN}} = \frac{1}{s\frac{J}{9{,}55}} \cdot \frac{M_{MN}}{n_{MN}} \cdot \frac{m_d}{M_{MN}};$$

$$n_M^* = \frac{1}{sT_M} \cdot m_d^*; \text{ aici } T_M = \frac{J}{9{,}55} \cdot \frac{n_{MN}}{M_{MN}} \tag{11—47}$$

este constanta electromecanică de timp.

Tensiunea electromotoare a motorului. Relația (9—4) era

$$e_M = k_3 n_M, \text{ cu } k_3 = \frac{E_{MN}}{n_{MN}}.$$

Să raportăm la mărimile E_{GN} și n_{MN}:

$$\frac{e_M}{E_{GN}} = k_3 \frac{n_M}{E_{GN}} = k_3 \frac{n_{MN}}{E_{GN}} \cdot \frac{n_M}{n_{MN}} = \frac{E_{MN}}{n_{MN}} \cdot \frac{n_{MN}}{E_{GN}} \cdot \frac{n_M}{n_{MN}}.$$

În mărimi raportate rezultă

$$e_M^* = \frac{E_{MN}}{E_{GN}} n_M^*. \tag{11—48}$$

Turația măsurată. Tensiunea tahogeneratorului era (9—10):

$$u_T = k_7 n_M, \text{ cu } k_7 = \frac{U_{TN}}{n_{MN}}.$$

Prin raportarea la mărimile U_{TN} și n_{MN} se obține

$$\frac{u_T}{U_{TN}} = k_7 \frac{n_M}{U_{TN}} = k_7 \frac{n_{MN}}{U_{TN}} \cdot \frac{n_M}{n_{MN}} = \frac{n_M}{n_{MN}}$$

și prin urmare

$$u_T^* = n_M^*. \tag{11—49}$$

Exemplul analizat arată limpede avantajele mărimilor raportate și a funcțiilor de transfer: factori de amplificare adimensionali și deseori unitar; se obțin expresii simple pentru mărimile k_{eG}, k_A și T_M. În plus, utilizarea funcțiilor de transfer conduce la scrierea ecuațiilor elementelor separate sub forma

$$x_e(s) = Y(s) x_i(s).$$

Așa cum vom vedea, aceasta ne va permite să reprezentăm sistemul de reglare automată printr-o schemă structurală.

Comparînd relațiile (11—30) și (11—22) rezultă că *răspunsul la frecvență* $Y(j\omega)$ *este identic din punct de vedere formal cu funcția de transfer* $Y(s)$, *fiind un caz special al funcției de transfer pentru* $s = j\omega$.

Importanța funcțiilor de transfer. După cum am menționat deja, în tratarea problemelor de tehnica reglării nu este deseori necesar să rezolvăm ecuațiile diferențiale. De aceea se utilizează în mod curent transformarea Laplace numai pentru determinarea funcțiilor de transfer, cu care, apelînd la anumite metode (de pildă locul rădăcinilor) se poate face o caracterizare asupra stabilității sistemului studiat.

Cercetarea răspunsului la frecvență a circuitelor de reglare a sistemelor de acționare electrică conduce la rezultate bune cu eforturi minime. Din acest motiv vom utiliza mai departe deseori răspunsul la frecvență. Regulile de transformare, schemele structurale ș.a. sînt valabile pentru funcția de transfer, ca și pentru răspunsul la frecvență. *Funcția de transfer poate fi obținută în orice moment din răspunsul la frecvență cunoscut analitic, prin înlocuirea lui* $j\omega$ *cu expresia* s, *variabila complexă.*

11.3. SCHEME STRUCTURALE

Comportarea dinamică a unui element de automatizare este descrisă de ecuația sa diferențială. Între mărimea de intrare și mărimea de ieșire a unui asemenea element nu există nici o acțiune inversă. Pentru un circuit de reglare alcătuit din mai multe elemente există un ansamblu de ecuații diferențiale, care în scrierea prin funcții de transfer (respectiv prin răspunsuri la frecvență) stabilesc o legătură între mărimile de intrare și ieșire. În interiorul unui circuit există o anumită direcție de transmitere a semnalului, iar prin înlănțuirea mărimilor, între ele este stabilită o anumită ordine. La sistemele mai complicate dependența mărimilor se poate observa cu greu din sistemul de ecuații diferențiale atașat lor. De aceea sistemul de reglare automată se reprezintă printr-o schemă denumită *schema structurală* sau

schema-bloc. Schema structurală este reprezentarea simbolică a unui sistem în care mărimile sînt înlănțuite în ordinea acțiunii. Ea caracterizează atît comportarea statică, cît și cea dinamică a sistemului considerat.

11.3.1. Reprezentarea simbolică a elementelor de automatizare

Elementele de automatizare au o comportare descrisă prin ecuații diferențiale și sînt reprezentate în schema structurală printr-un dreptunghi, în care se înscrie, pentru recunoașterea comportării elementului în ceea ce privește transferul dintre mărimea de intrare și cea de ieșire funcția de transfer (respectiv răspunsul la frecvență) sau funcția tranzitorie (fig. 11—16)

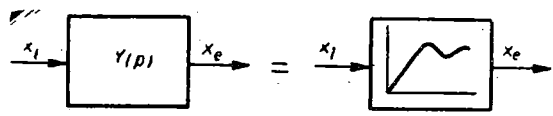


Fig. 11—16. Reprezentarea bloc a unui element. $x_e = Yx_i$.

Exemplu. Un element de tip PT_1 care are ecuația diferențială

$$T\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i$$

și funcția de transfer

$$F(s)=\frac{k}{1+sT}=\frac{k}{1+pT},$$

ca și funcția tranzitorie

$$u(t)=k(1-e^{-\frac{t}{T}}),$$

se reprezintă ca în figura (11—17). În literatură se întîlnesc ambele moduri de reprezentare (fig. 11—17, *b*); este însă de preferat reprezentarea simbolică

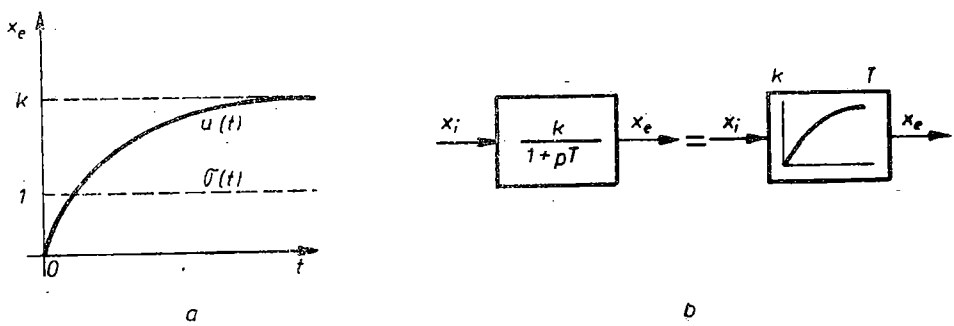


Fig. 11—17. Element PT_1:

a — funcția tranzitorie; *b* — reprezentarea bloc.

cu funcție tranzitorie, reprezentare mai intuitivă. Datele caracteristice ca factorul de amplificare k și constanta de timp T se înscriu deasupra blocului în partea stîngă și respectiv dreaptă.

În tabelul 11—1 sînt sistematizate simbolurile elementelor de automatizare mai importante.

Element cu timp mort. După cum s-a văzut (relația (11—38)), funcția de transfer a unui asemenea element este $F(s)=ke^{-sT_m}$. Reprezentarea sa, după aceleași criterii, este ilustrată în figura 11—18.

Element neliniar. Ca simbol pentru elementul neliniar se dă caracteristica sa, care, pentru recunoașterea neliniarității, este cuprinsă într-un cerc. Dacă funcția este dată analitic, ea se poate înscrie în bloc $f(x_i)$ (fig. 11—19).

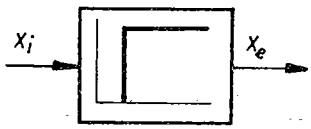


Fig. 11—18. Reprezentarea unui element cu timp mort.

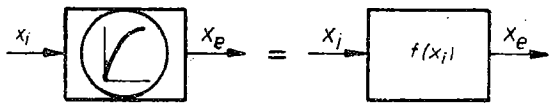


Fig. 11—19. Reprezentarea unui element neliniar.

Element de însumare sau sumator. Dacă mărimile trebuie adunate sau scăzute, se simbolizează prin așa-numitul element de însumare (fig. 11—20). Un semn minus la săgeta unei mărimi incidente arată că ea se scade din celelalte mărimi care sosesc în elementul de însumare.

Semn de ramificare. Dacă o mărime se ramifică aceasta se reprezintă printr-un semn de ramificare (fig. 11—21).

Element de multiplicare. La multiplicarea a două mărimi se utilizează o reprezentare bloc corespunzătoare figurii 11—22.

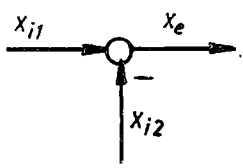


Fig. 11—20. Element de însumare.

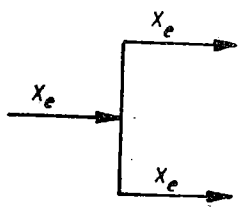


Fig. 11—21. Semn de ramificare; $x_e=x_{i1}-x_{i2}$.

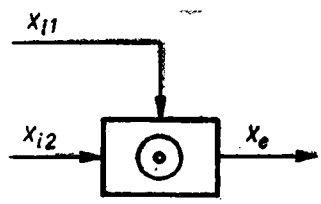


Fig. 11—22. Element de multiplicare; $x_e=x_{i1}x_{i2}$.

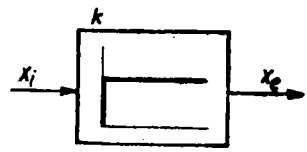
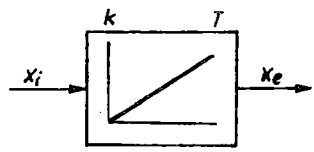
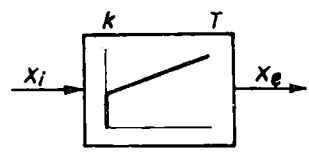
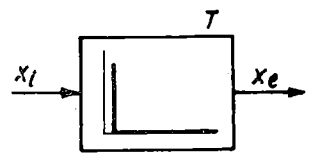
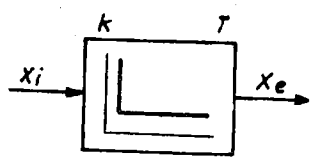
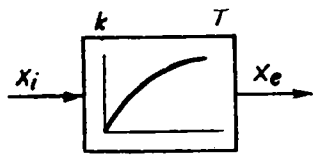
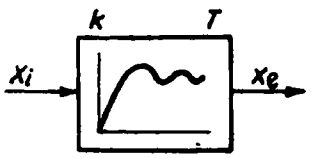
Exemplu. Cu ajutorul ecuațiilor (11—39), ..., (11—49) și a semnelor din tabelul 11—1 putem trasa schema structurală a instalației de reglare automată a turației motorului unui grup generator-motor cu excitație statică (fig. 11—23, *a*), de care ne-am ocupat pînă acum.

Deoarece trebuie să ne ocupăm numai de elemente lineare, elementul 4 trebuie linearizat. Pentru simplificare se presupune că generatorul grupului lucrează pe porțiunea lineară a caracteristicii sale. În acest caz blocul 4 poate să lipsească. În situațiile în care această măsură nu este permisă trebuie făcută linearizarea și calculată reglarea pentru mai multe puncte ale caracteristicii.

Adesea se poate considera $E_{MN}\cong E_{GN}\cong U_{AN}$ și prin aceasta poate lipsi și blocul 7 (fig. 11—23, *b*).

Tensiunea electromotoare a motorului și generatorului (E_M și E_G) diferă prin căderea de tensiune pe indus. Căderea de tensiune raportată, $1/k_A$, depinde de mărimea mașinii. Ea este maximă la mașinile mici, dar adesea este mai mică decît 10%, ceea ce înseamnă că $E_{MN}/E_{GN}>0{,}9$. Întrucît mărimile k_A, T_A și T_M nu pot fi determinate în general cu o precizie mai mare de 10%, aproximarea $E_{MN}\cong E_{GN}\cong U_{AN}$ este permisă.

Simbolurile principalelor elemente de automatizare

Tipul elementului	Ecuația diferențială	Funcția de transfer	Simbolul cu funcția tranzitorie
P	$x_e = kx_i$	k	
I	$T\frac{dx_e}{dt} = x_i$	$\frac{1}{sT}$	
PI	$T\frac{dx_e}{dt} = k\left(x_i + T\frac{dx_i}{dt}\right)$	$\frac{k(1+sT)}{sT}$	
D	$x_e = T\frac{dx_i}{dt}$	sT	
PD	$x_e = k\left(x_i + T\frac{dx_i}{dt}\right)$	$k(1+sT)$	
PT_1	$T\frac{dx_e}{dt} + x_e = kx_i$	$\frac{k}{1+sT}$	
PT_2	$T^2\frac{d^2x_e}{dt^2} + 2d_aT\frac{dx_e}{dt} + x_e = kx_i$	$\frac{k}{1+2d_asT+s^2T^2}$	

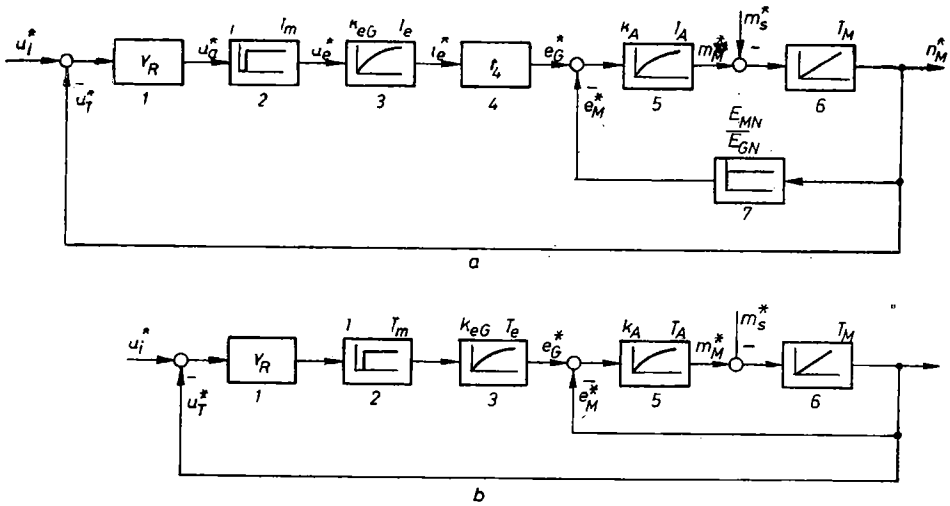


Fig. 11—23. Schema structurală a reglării automate a turației grupului generator-motor cu excitație statică.

11.3.2. Algebra schemelor structurale

Deoarece fiecărui bloc din schema structurală îi corespunde o funcție de transfer, transformarea schemelor structurale înseamnă transformarea funcțiilor de transfer. Mai jos ne vom ocupa de cele mai simple transformări, din care se pot deduce altele mai complicate. Pentru ușurarea scrierii vom renunța la scrierea variabilei complexe s, astfel că o funcție de transfer $Y(s)$ o vom nota Y, iar o mărime $x(s)$ o vom scrie x.

11.3.2.1. Reguli de transformare pentru elemente raționale

Schimbarea între ele a două elemente de reglare. Dacă se conectează la ambele scheme structurale aceeași mărime de intrare x_i, se obține o mărime identică de ieșire x_e. Se poate deci înlocui o schemă structurală prin alta. (fig. 11—24).

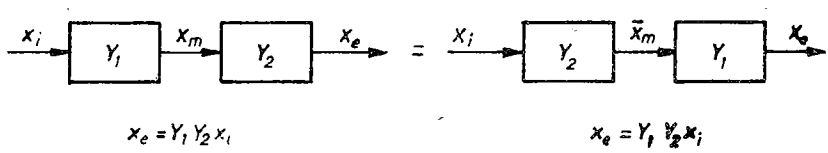


Fig. 11—24. Schimbarea între ele a două elemente de reglare.

Trecerea unui element înaintea unui semn de însumare se face conform schemei din figura 11—25.

Trecerea unui element înaintea unui semn de ramificare. Inversa funcției de transfer este $Y^{-1}=1/Y$. Transformarea lui Y în Y^{-1} se numește *inversiune.*

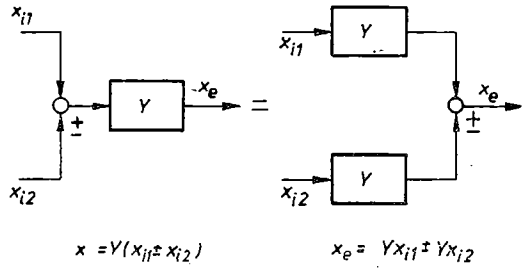


Fig. 11—25. Trecerea unui element înaintea unui semn de însumare.

Prin inversiune se obține dintr-un element *I* un element P, iar dintr-un element *PD* un element PT_1; regula este ilustrată de figura 11—26.

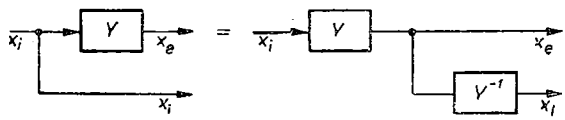


Fig. 11—26. Trecerea unui element înaintea unui semn de ramificare.

Trecerea unui element după semnul de însumare se va face ca în figura 11—27. *Trecerea unui element după semnul de ramificare* va fi efectuată ca în figura 11—28. *Elementele conectate în serie* și cele *conectate în paralel* vor fi tratate ca în figurile 11—29, respectiv 11—30.

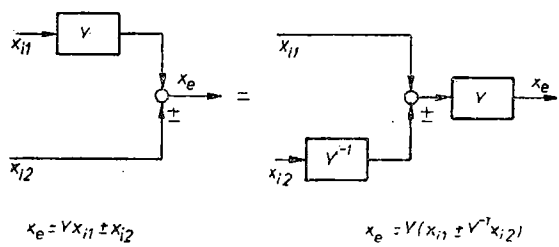


Fig. 11—27. Trecerea unui element după semnul de însumare.

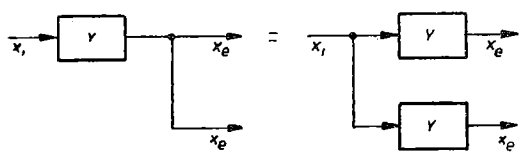


Fig. 11—28. Trecerea unui element după semnul de ramificare.

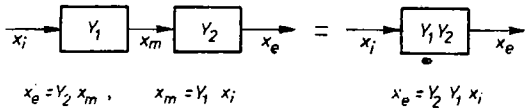


Fig. 11—29. Elemente conectate în serie.

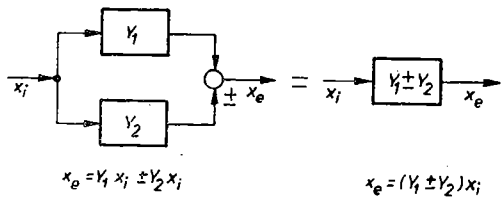


Fig. 11—30. Elemente conectate în paralel.

Exemplu: conectarea în paralel a unui element P și a unui element PT_1 (fig. 11—31).

$$Y = Y_1 + Y_2 = \frac{k_1}{1+sT_1} + k_2 = \frac{k_1 + k_2 + sT_1 k_2}{1+sT_1}.$$

$$Y = (k_1 + k_2)\frac{1}{1+sT_1}\left(1 + sT_1 \frac{k_2}{k_1+k_2}\right).$$

Folosind funcțiile de transfer din tabelul 11—1 și schimbarea între ele a elementelor rezultă că o conexiune în paralel a unui element P cu unul PT_1 poate fi înlocuită cu o conexiune în serie a trei elemente, P, PT_1 și PD (fig. 11—31).

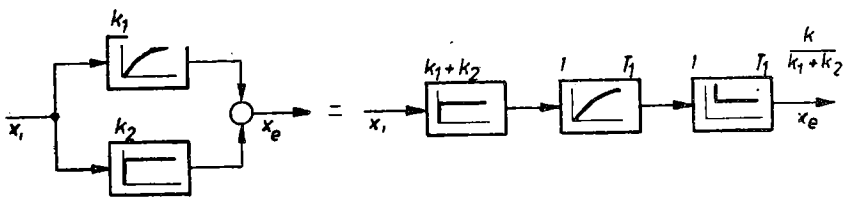


Fig. 11—31. Conectarea în paralel a unui element P și al unui element PT_1.

Transformarea conexiunilor în paralel în conexiuni serie se va folosi mai departe la caracteristicile de frecvență.

Restrîngerea semnelor de însumare se face ca în figura 11—32.

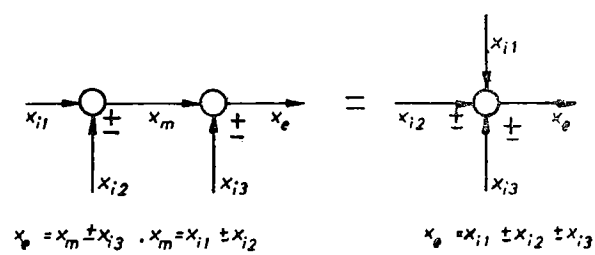


Fig. 11—32. Restrîngerea semnelor de însumare.

11.3.2.2. Reguli de transformare pentru elemente neraționale

Regulile de care ne-am ocupat pot fi aplicate numai la elementele raționale și cu unele limitări la cele neraționale.

Element cu timp mort. Inversiunea unui element cu timp mort nu este realizabilă fizic, deoarece ar trebui să defazăm mărimea sa de intrare la stînga lui $t=0$ pentru a elimina influența timpului mort. Din regulile de transformare se elimină deci cele la care se întîlnește inversul unui element. Dacă o inversiune nu poate fi totuși evitată, se poate — cum vom deduce mai tîrziu — înlocui un element cu timp mort cu un element PT_1, dar numai în anumite condiții.

Elementul neliniar nu poate fi schimbat cu nici un element rațional și nici cu un element de însumare (fig. 11—33). Elementul neliniar și un alt element ar putea fi schimbate între ele dacă $kf(x_1)=f(kx_i)$, ceea ce nu este

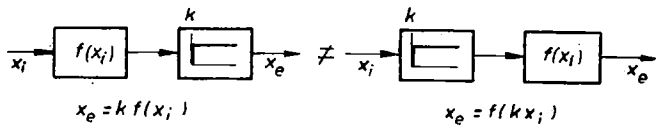


Fig. 11—33. Conectarea în serie a unui element P și a unui element neliniar.

cazul datorită neliniarității. Pe de altă parte este posibilă schimbarea unui element neliniar față de un semn de ramificare (fig. 11—34). Restrîngerea unui element neliniar cu alte elemente nu este eficientă. Să observăm că inversiunea unui element neliniar se deosebește esențial de cea a unui element rațional; nu există valoare reciprocă ci funcție inversă. Dacă funcția $f(x_i)$ este dată grafic, funcția inversă rezultă prin simetrie față de bisectoarea cadranului 1 și 3 (fig. 11—35).

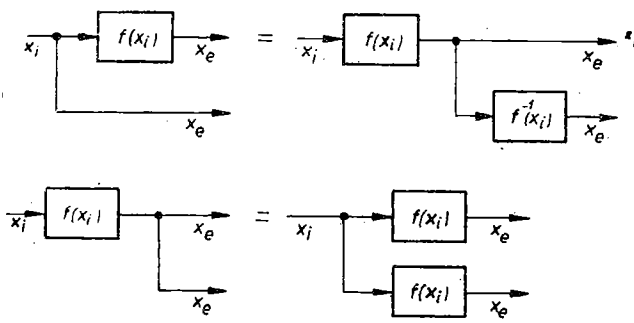


Fig. 11—34. Schimbarea unui element neliniar față de un semn de ramificare.

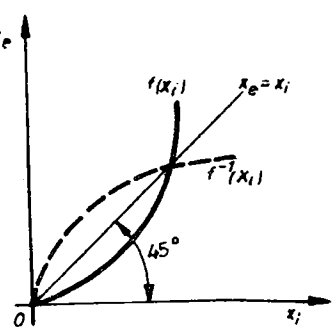


Fig. 11—35. Determinarea grafică a inversului unui element neliniar.

Element de multiplicare. Nu se poate presupune nici un fel de schimbare între un element de multiplicare și alte elemente. Inversiunea pentru un element de multiplicare este un element de divizare. Un exemplu de trecere a unui element de multiplicare în fața unui semn de ramificare este arătat în figura 11—36.

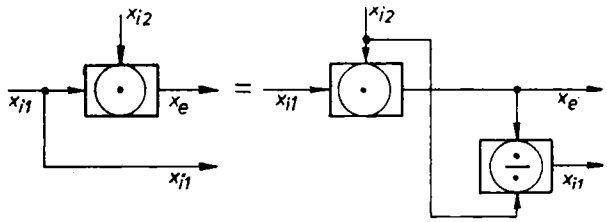


Fig. 11—36. Trecerea unui element de multiplicare în fața unui element de ramificare.

11.3.3. Reacția inversă și cuplarea inversă

Legătura mărimii de ieșire a unui sistem la intrarea sa se numește în general *legătură inversă*. Dacă legătura inversă are sens contrar mărimii de intrare (se scade din mărimea de intrare), se vorbește de *reacție inversă*, iar în situația contrară de *cuplare inversă*.

11.3.3.1. Reacția inversă

Mărimea de ieșire x_e a sistemului din figura 11—37 este

$$x_e = Y_1(x_i - x_r) =$$
$$= Y_1(x_i - Y_2 x_e),$$

rezultă funcția de transfer

$$Y = \frac{x_e}{x_i} = \frac{Y_1}{1 + Y_1 Y_2}. \quad (11-50)$$

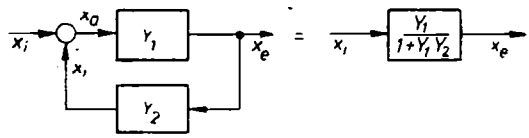


Fig. 11—37. Restringerea unei reacții inverse într-un element.

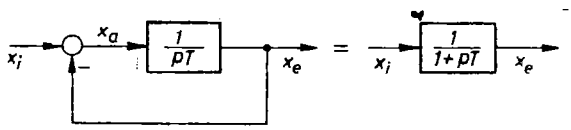


Fig. 11—38. Restringerea reacției inverse a unui element *I*.

Dacă în legătura de reacție nu există nici un element (bloc), adică $Y_2 = 1$, se vorbește de *reacție inversă rigidă*. În acest caz se obține

$$Y = \frac{Y_1}{1 + Y_1}. \quad (11-51)$$

Exemplu: reacția inversă rigidă a unui element de tip *I* (fig. 11—38). Pentru un element *I* funcția de transfer este $Y_1 = 1/sT$. Aplicînd relația (11—51) rezultă

$$Y = \frac{Y_1}{1 + Y_1} = \frac{\frac{1}{sT}}{1 + \frac{1}{sT}} = \frac{1}{1 + sT}.$$

Observăm că Y este funcția de transfer a unui element cu întîrziere de ordinul I la care factorul de amplificare este $k = 1$ și constanta de timp este egală cu cea a elementului I.

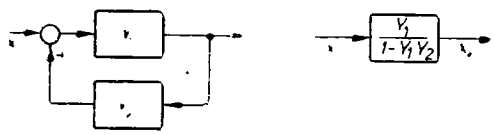


Fig. 11—39. Restrîngerea unei cuplări inverse într-un element.

11.3.3.2. Cuplarea inversă

Mărimea de ieşire a sistemului din figura 11—39 este $x_e = Y_1(x_i + x_r) = Y_1(x_i + Y_2 x_e)$. Rezultă funcţia de transfer a sistemului

$$Y = \frac{x_e}{x_i} = \frac{Y_1}{1 - Y_1 Y_2}. \quad (11-52)$$

11.3.3.3. Descompunerea elementelor de reglare în elemente P şi I

În sistemele de reglare mai complicate, pentru cercetarea comportării dinamice se utilizează de cele mai multe ori calculatoarele analogice şi numerice (digitale). Cu calculatoarele analogice obişnuite se realizează adunarea, scăderea, integrarea, multiplicarea şi formarea de funcţii. Aceste consideraţii sînt valabile şi pentru calculatoarele numerice la care pentru integrare trebuie utilizate subprograme speciale de integrare numerică. Pentru simularea schemei structurale pe un calculator este necesar să descompunem elementele de reglare în elemente *P* şi *I*.

Element PI. Utilizînd funcţia de transfer din tabelul 11—1, putem scrie relaţia dintre mărimea de ieşire şi mărimea de intrare astfel:

$$x_e = k\frac{1+sT}{sT}x_i.$$

Pentru a face să apară numai funcţiile de transfer ale elementelor *P* şi *I* (tabelul (11—1)), ecuaţia precedentă se poate pune sub forma

$$x_e = \left(k + \frac{1}{s\frac{T}{k}}\right)x_i. \quad (11-53)$$

Reamintindu-ne regula conectării în paralel a două elemente (a se vedea paragraful 11.3.2.1), rezultă că *un element PI poate fi descompus într-o conexiune în paralel dintre un element P şi un element I* (fig. 11—40).

Element PT_1. La acesta, $x_e = kx_i/(1+sT)$, rezultînd $x_e + sTx_e = kx_i$. Pentru o descompunere în elemente *P* şi *I* trebuie ca în locul lui *s* să apară operatorul de integrare $1/s$. Se împarte de aceea ecuaţia precedentă prin sT şi se obţine

$$\frac{x_e}{sT} + x_e = \frac{k}{sT}x_i.$$

După cîteva calcule elementare se ajunge în final la expresia

$$x_e = \frac{1}{s\frac{T}{k}}\left(x_i - \frac{1}{k}x_e\right). \quad (11-54)$$

Reprezentarea acestei ecuaţii în schema structurală conduce la descompunerea dorită (fig. 11—41).

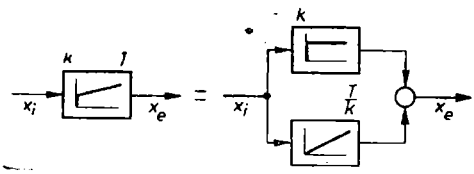


Fig. 11—40. Descompunerea unui element PI.

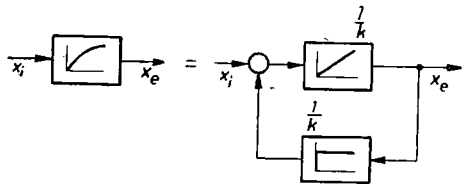


Fig. 11—41. Descompunerea unui element PT_1.

Element PT_2. După cum se ştie, ecuaţia acestui element este

$$s^2T^2x_e+2d_asTx_e+x_e=kx_i.$$

Împărţind prin s^2T^2, se obţine succesiv

$$x_e=\frac{k}{sT}\left(\frac{1}{sT}x_i-\frac{1}{ksT}x_e-\frac{2d_a}{k}x_e\right);\qquad x_e=\frac{1}{s\frac{T}{k}}\left[\frac{1}{sT}\left(x_i-\frac{1}{k}x_e\right)-\frac{2d_a}{k}x_e\right]. \quad (11-55)$$

Reprezentarea în schema structurală a acestei ecuaţii este redată în figura 11—42.

Element D. Elementul D nu poate fi descompus în elemente de tip P şi I. Trebuie să se ajungă, dacă este posibil, la un element D în serie cu alt element şi apoi să se facă restrîngerea. Cînd acest lucru nu este posibil, se poate aproxima un element D ca o conexiune în serie dintre un element D şi un element PT_1, conectare în serie care poate apoi să fie descompusă.

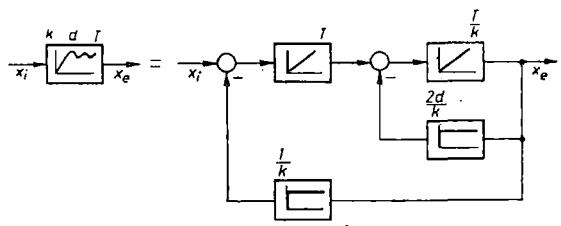


Fig. 11—42. Descompunerea unui element PT_2.

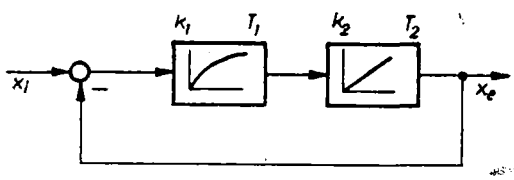


Fig. 11—43. Schemă structurală.

Alte transformări ale elementului PT_2. a) *Reacţia inversă a unui element* PT_1 *în serie cu un element* I (fig. 11—43). Cele două elemente în serie pot fi restrînse într-un singur element avînd funcţia de transfer

$$Y_d=\frac{k_1}{(1+sT_1)}\cdot\frac{1}{sT_2}.$$

Dacă aplicăm regula reacţiei inverse rigide (11—51), rezultă

$$Y=\frac{Y_d}{1+Y_d}=\frac{1}{1+s\frac{T_2}{k_1}+s^2\frac{T_1T_2}{k_1}}. \quad (11-56)$$

Aceasta este funcţia de transfer a unui element PT_2, care sub formă generală era (11—37)

$$Y=\frac{k}{1+2d_aTs+s^2T^2}. \quad (11-57)$$

Identificînd relaţiile (11—56) şi (11—57), rezultă

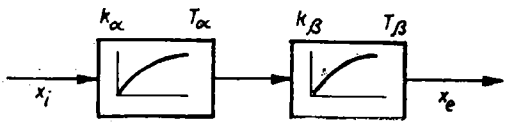


Fig. 11—44. Schemă structurală.

$k=1$; $2d_aT=T_2/k_1$ și $T^2=T_1T_2/k_1$. Din acestea se deduc expresiile constantei de timp T și a factorului de amortizare d_a,

$$T=\sqrt{T_1T_2/k};$$

$$d_a=\frac{1}{2}\sqrt{T_2/k_1T_1}. \qquad (11-58)$$

b) *Înlocuirea unui element PT_2 prin conectarea în serie a două elemente PT_1* (fig. 11—44). Se pot restrînge cele două elemente de tip PT_1, conectate în serie, într-un singur element cu funcția de transfer

$$Y=\frac{k_\alpha}{(1+sT_\alpha)}\cdot\frac{k_\beta}{(1+sT_\beta)}=\frac{k_\alpha k_\beta}{1+s(T_\alpha+T_\beta)+s^2T_\alpha T_\beta}. \qquad (11-59)$$

Din identificarea relațiilor (11—57) și (11—59) rezultă

$$k=k_\alpha k_\beta\ ;\quad 2d_aT=T_\alpha+T_\beta\ ;\quad T^2=T_\alpha T_\beta\ .$$

Din acestea se obține $d_a=\frac{1}{2}\cdot\frac{T_\alpha+T_\beta}{\sqrt{T_\alpha\cdot T_\beta}}$. (11—60)

Invers, se pot determina mărimile T_α și T_β, dacă se cunosc d_a și T. În acest caz se obține pentru T_α, din ecuația $T_\alpha^2-2d_aTT_\alpha+T^2=0$, expresia $T_{\alpha1,2}=T(d_a\pm\sqrt{d_a^2-1})$. Analog se obține pentru T_β valoarea $T_{\beta1,2}=T(d_a\pm\sqrt{d_a^2-1})$. Avînd deci expresii identice pentru T_α și T_β, rezultă

$$T_{\alpha,\beta}=T(d_a^2\pm\sqrt{d_a^2-1}). \qquad (11-61)$$

Rezultă că $T_{\alpha,\beta}$ este real numai pentru amortizări $d_a\geq1$, concluzia fiind că *numai pentru $d_a\geq1$ se poate înlocui un element PT_2 prin două elemente PT_1 conectate în serie* și a căror constante de timp T_α și T_β se determină cu relația (11—61). Pentru schema structurală din figura 11—43, presupunînd $d_a\geq1$ rezultă posibilitățile de transformare reprezentate în figura 11—45.

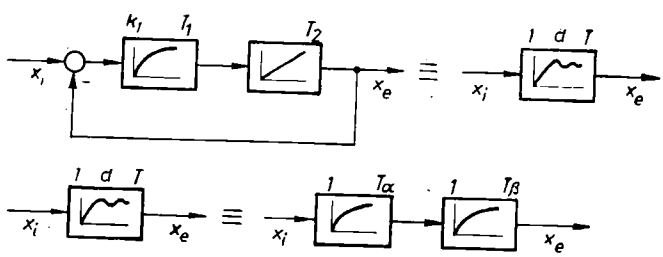


Fig. 11—45. Transformarea schemei structurale 11—43.

Exemplu: ***circuitul indusului mașinii de curent continuu.*** Figura 11—43 reprezintă un element de tip PT_2 în forma generală. Un asemenea element corespunde circuitului indusului unei mașini de curent continuu cu excitație constantă (fig. 11—23, *b*). Dacă coeficientul de amortizare a circuitului deschis al indusului este $d_a<1$, atunci trebuie calculată exact comportarea sa. Dacă $d_a>1$, schema sa structurală poate fi înlocuită prin două elemente PT_1 conectate în serie și ale căror constante de timp T_α și T_β pot fi calculate cu relația (11—61). Factorii de amplificare sînt în acest caz unitari. Procedeul descris necesită unele calcule. Pentru calcule aproximative, se înlocuiește schema structurală a circuitului indusului prin două elemente tip PT_1 bine determinate (fig. 11—46).

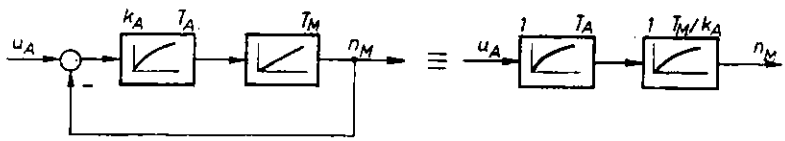


Fig. 11—46. Transformarea schemei structurale pentru circuitul indusului unei mașini de curent continuu (soluție aproximativă pentru $d_a>1$).

Funcția de transfer a schemei structurale reale rezultă din ecuația corespunzătoare (11—56),

$$Y_r=\frac{1}{1+s\frac{T_M}{k_A}+s^2\frac{T_M}{k_A}k_M}. \qquad (11-62)$$

Aproximarea circuitului indusului mașinii de curent continuu prin două elemente PT_1 conectate în serie, cu parametrii din figura 11—46, conduce la funcția de transfer, avînd în vedere restrîngerea elementelor conectate în serie,

$$Y_2=\frac{1}{(1+sT_A)}\cdot\frac{1}{\left(1+s\frac{T_M}{k_A}\right)}=\frac{1}{1+s\left(\frac{T_M}{k_A}+T_A\right)+s^2\frac{T_M}{k_A}T_A}. \qquad (11-63)$$

11.4. METODA CARACTERISTICILOR DE FRECVENȚĂ

11.4.1. Caracteristici de frecvență

Caracteristicile de frecvență sînt o formă specială de reprezentare grafică a răspunsurilor la frecvență a sistemelor lineare. Fiecare răspuns la frecvență — cum s-a amintit la paragraful 11.2.2.1 — poate fi divizat în raportul amplitudinilor și unghiul de defazaj sau faza. Relația (11—24) poate fi pusă sub forma

$$\underline{Y}(j\omega)=\frac{X_{emax}}{X_{imax}}e^{j\varphi(\omega)}=|\underline{Y}|(j\omega)\,e^{j\varphi(\omega)},$$

în care: $|\underline{Y}(j\omega)|$ reprezintă raportul amplitudinilor, denumit *atenuare*; $\varphi(\omega)$ este unghiul de defazaj și se va numi *fază*.

Prin multiplicarea unui număr finit de răspunsuri la frecvență, rezultă

$$\underline{Y}_{rez}=\underline{Y}_1\underline{Y}_2\ldots+\underline{Y}_n=|\underline{Y}_1||\underline{Y}_2|\ldots|\underline{Y}_n|e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\ldots\varphi_n)}.$$

Trasarea grafică a locului de transfer al unui asemenea răspuns este în cele mai multe cazuri extrem de dificilă. Din această cauză răspunsul la frecvență se împarte în două părți denumite *atenuare* $|\underline{Y}(j\omega)|$—adică raportul amplitudinilor—și *fază* $\varphi(\omega)$. Pentru cazul analizat se obține $|\underline{Y}_{rez}|=|\underline{Y}_1||\underline{Y}_2|\ldots|\underline{Y}_n|$; $\varphi_{rez}=\varphi_1+\varphi_2+\ldots+\varphi_n$. Deoarece $\underline{Y}(j\omega)$ este o funcție de ω rezultă că atenuarea și faza sînt funcții de pulsația ω, deci de frecvență ($\omega=2\pi f$).

Prin logaritmarea atenuării rezultante, operația de înmulțire se transformă în operație de adunare. Se obișnuiește o exprimare a atenuării în *decibeli* (dB), ceea ce înseamnă

$$|\underline{Y}|_{dB}=20\log_{10}|\underline{Y}|.$$

Funcțiile $|\underline{Y}|_{dB}(\omega)$ și $\varphi(\omega)$ se reprezintă într-un sistem de axe coordonate ortogonal, axa ω, a absciselor, fiind gradată în scară logaritmică: aceste funcții se numesc *caracteristici de frecvență*:

— $|\underline{Y}|_{dB}(\omega)$ — *caracteristica atenuare — frecvență* sau *atenuare—pulsație*;

— $\varphi(\omega)$ — *caracteristica fază-frecvență* sau *fază-pulsație*.

Pentru a lămuri mai bine caracteristicile de frecvență, să considerăm un element cu răspunsul la frecvență

$$\underline{Y}(j\omega)=\frac{k}{j\omega}=-j\frac{k}{\omega}=\frac{k}{\omega}e^{-j\frac{1}{2}\pi}.$$

Prin urmare $|\underline{Y}(j\omega)|=k/\omega$ și $\varphi(\omega)=-90°$. În loc de a reprezenta funcția $|\underline{Y}|$ se reprezintă logaritmul zecimal al acesteia. Deci

$$\log|\underline{Y}(j\omega)|=\log k-\log\omega.$$

Înmulțind $\log|\underline{Y}|$ cu factorul de scară 20 se găsește

$$20\log|\underline{Y}|=20\log k-20\log\omega.$$

Pentru funcția $20\log|\underline{Y}|$ se introduce prescurtarea $|\underline{Y}|_{dB}$, a cărei explicație o vom găsi în cele ce urmează. Se obține așadar

$$|\underline{Y}|_{dB}=20\log k-20\log\omega. \qquad (11-64)$$

Cum s-a menționat, această funcție se reprezintă față de axa ω divizată logaritmic; *pe axa absciselor se reprezintă log* ω, *dar se înscrie* numai ω, așa cum apare în figura 11—47 pe hîrtie logaritmică obișnuită. Gradarea axei absciselor se începe cu o putere corespunzătoare a lui 10 (în figura 11—47 cu 10^{-2}). Punctul următor marcat, 10^{-1}, are, din cauza scării logaritmice, distanța față de 10^{-2};

$$D=\log 10^{-1}-\log 10^{-2}=+1.$$

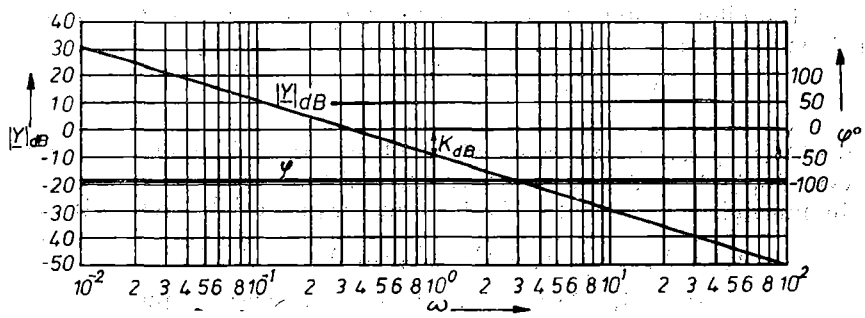


Fig. 11—47. Caracteristici de frecvență.

D este prin urmare unitatea axei ω. Ea se denumește *decadă*, deoarece dă intervalul dintre două puteri succesive ale lui zece.

Dacă se reprezintă funcția $|\underline{Y}|_{dB}$ (relația (11—64)) în raport cu axa ω, se obține o dreaptă, deoarece pe axa ω este reprezentat de fapt $\log\omega$. Pentru $\omega=1$ rezultă $|\underline{Y}|_{dB}=20\log k$, iar pentru $\omega=10$, $|\underline{Y}|_{dB}=20\log k-20$. Prin aceste două puncte se trasează dreapta (fig. 11—47). Foarte adesea în loc de $|\underline{Y}|_{dB}$ pe caracteristică se scrie simplu $|\underline{Y}|$ și respectiv k în loc de $k_{dB}=20\log k$.

O observație suplimentară: la trecerea de la mărimea $|\underline{Y}|$ la funcția $|\underline{Y}|_{dB}=20\log|\underline{Y}|$, se spune că $|\underline{Y}|$ se măsoară în *decibeli*, cum s-a mai menționat. Aceasta ar fi ca și o trecere la o nouă unitate, denumită *decibel* și prescurtată dB.

Relația $|\underline{Y}|=20$ dB este echivalentă cu $|\underline{Y}|_{dB}=20\log|\underline{Y}|=20$, adică $\log|\underline{Y}|=1$ sau $|\underline{Y}|=10$. Dacă, invers, $|\underline{Y}|=2$ rezultă $|\underline{Y}|_{dB}=20\log|\underline{Y}|=20\log 2=6{,}02$, ceea ce se mai scrie $|\underline{Y}|=6{,}02$ dB.

11.4.2. Caracteristicile de frecvență ale principalelor elemente de reglare

Ținînd seama de cele arătate la punctul 11.2.2.2, răspunsul la frecvență al principalelor elemente de automatizare îl vom determina din funcțiile de transfer (11—31), ..., (11—38), făcînd înlocuirea $s=j\omega$.

Elementul P. Răspunsul la frecvență este $\underline{Y}(j\omega)=k$. Atenuarea este $|\underline{Y}|=k$ și prin urmare $|\underline{Y}|_{dB}=20\log k=k_{dB}$; faza $\varphi=0°$. Caracteristica atenuare-frecvență este o dreaptă paralelă la axa absciselor, avînd ordonată la origine $k_{dB}=20\log k$ (fig. 11—48); caracteristica fază-frecvență se confundă cu axa absciselor (fig. 11—48).

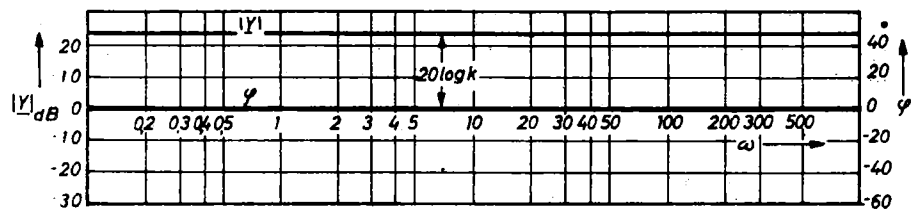


Fig. 11—48. Caracteristici de frecvență ale elementului *P*.

Element I. Răspunsul la frecvență este $\underline{Y}(j\omega)=\frac{1}{j\omega T}$. Se poate scrie $\underline{Y}(j\omega)=-j\frac{1}{\omega T}=\frac{1}{\omega T}e^{-j\frac{1}{2}\pi}$. Mai avem atenuarea $|\underline{Y}|=\frac{1}{\omega T}$ și $|\underline{Y}|_{dB}=20\log(1/\omega T)=-20\log\omega T$. Faza este $\varphi=-90°$. Caracteristica atenuare-frecvență este o dreaptă, care la pulsația $\omega=1/T$ intersectează axa absciselor și scade cu 20 dB pe fiecare decadă. Unghiul de fază este constant și are valoarea $\varphi=-90°$ (fig. 11—49).

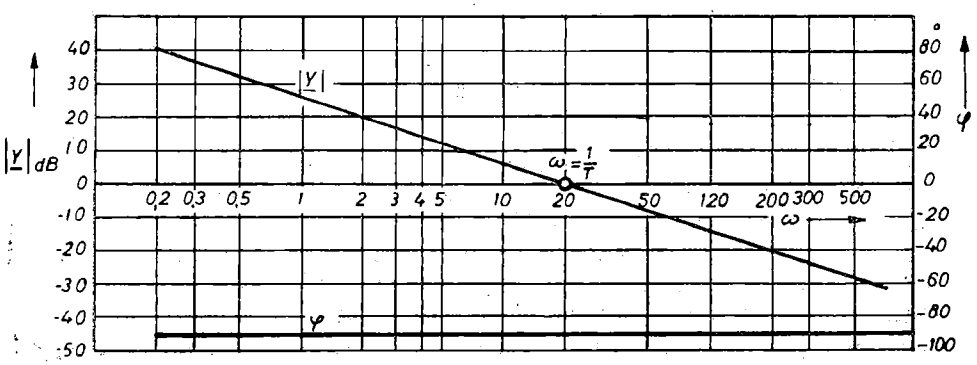


Fig. 11—49. Caracteristici de frecvență ale elementului *I*.

Elementul PI are răspunsul la frecvență

$$\underline{Y}(j\omega)=k\frac{1+j\omega T}{j\omega T}.$$

Pentru determinarea caracteristicilor de frecvență se poate despărți răspunsul la frecvență în două intervale: a) $\omega T\ll 1$; b) $\omega T\gg 1$.

a) Pentru $\omega T\ll 1$, $\underline{Y}(j\omega)\cong k\frac{1}{j\omega T}=\frac{1}{j\omega T/k}$.

Acesta este răspunsul la frecență a unui element *I* cu constanta de timp T/k. Caracteristica atenuare-frecvență este o dreaptă cu panta de 20 dB/decadă. Ea taie axa absciselor la $\omega=\frac{1}{T/k}$. Faza are valoarea $\varphi=-90°$.

b) Pentru $\omega T\gg 1$, $\underline{Y}(j\omega)\cong k$.

În acest domeniu se obțin caracteristicile de frecvență ale unui element *P* cu o dreaptă paralelă la axa absciselor, avînd ordonata la origine $k_{dB}=20\log k$ și un unghi de fază $\varphi=0°$.

Caracteristicile atenuare-frecvență ale domeniilor a) și b) reprezintă asimptotele caracteristicii atenuare-frecvență a elementului *PI* și se intersectează la pulsația $\omega=\omega_0=1/T$. Pulsația ω_0 este denumită *pulsație de frîngere* sau *de intersecție*. Caracteristica reală a atenuării prezintă în punctul $\omega=\omega_0$ cea mai mare abatere de la asimptote. Această abatere se calculează astfel:

$$\underline{Y}(j\omega)=k\frac{1+j\omega T}{j\omega T}=k+\frac{k}{j\omega T}=k-j\frac{k}{\omega T}.$$

Atenuarea este

$$|\underline{Y}|=\sqrt{k^2+\frac{k^2}{\omega^2T^2}}=k\sqrt{1+(\omega T)^{-2}}.$$

Pentru $\omega=\omega_0=1/T$ rezultă $|\underline{Y}_0|=k\sqrt{2}$. Așadar $|\underline{Y}_0|_{dB}=20\log|\underline{Y}_0|=20\log k+20\log\sqrt{2}=k_{dB}+3$. Deci la frecvența de intersecție caracteristica reală atenuare-frecvență crește cu +3 dB față de drepte. La $\omega=0{,}5\,\omega_0$ și $\omega=2\omega_0$ mărimea abaterii este de circa +1 dB. Pentru fază rezultă $\operatorname{tg}\varphi=-(k/\omega T)/k=-(1/\omega T)$. La $\omega=\omega_0=1/T$, $\operatorname{tg}\varphi_0=-1$ și se obține $\varphi_0=-45°$. În consecință, faza variază de la $-90°$ pentru $\omega T\ll 1$ (prin $-45°$ la frecvența de intersecție) la zero pentru $\omega T\gg 1$. Caracteristicile de frecvență ale unui element *PI* sînt reprezentate în figura 11—50.

Elementul D are răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega)=j\omega T=\omega Te^{j\frac{1}{2}\pi}$. Atenuarea este deci $|\underline{Y}|=\omega T$; $|\underline{Y}|_{dB}=20\log\omega T$, iar faza $\varphi=+90°$. Caracteristica atenuare-frecvență este o dreaptă care intersectează axa absciselor la $\omega=1/T$ și crește cu 20 dB pe fiecare decadă, dacă pulsația ω crește (fig. 11—51). Faza este constantă și egală cu $+90°$.

Elementul PD. Un asemenea element are răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega)=k(1+j\omega T)$. Caracteristicile de frecvență se pot determina ca și la elementul *PI*. Asimptotele la caracteristica atenuare-frecvență sînt:

— pentru $\omega T\ll 1$, o dreaptă paralelă la axa absciselor, la distanța $k_{dB}=20\log k$ de aceasta;

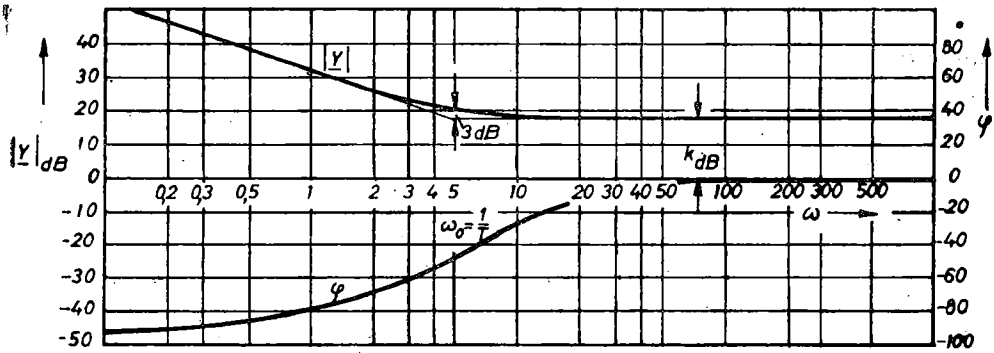


Fig. 11—50. Caracteristici de frecvență ale elementului *PI*.

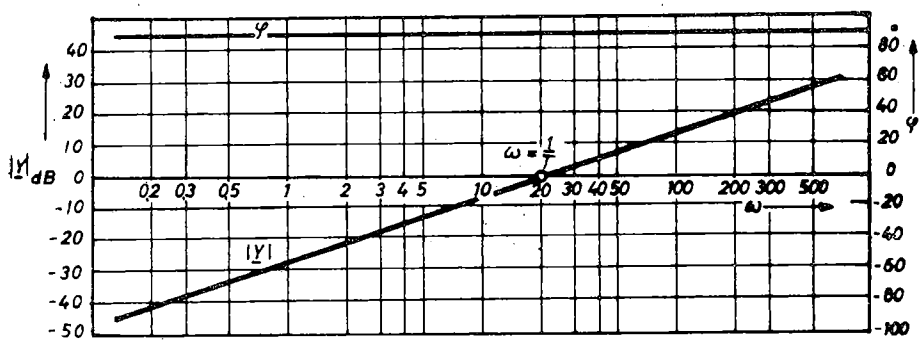


Fig. 11—51. Caracteristici de frecvență ale elementului *D*.

— pentru $\omega T \gg 1$, o dreaptă cu panta de creștere de 20 dB pe decadă. dreaptă care are abscisa la origine egală cu $\omega = 1/kT$. Cele două asimptote se intersectează la frecvența de intersecție $\omega_0 = 1/T$. Faza $\varphi = \text{arctg}\,\omega T$ crește de la valoarea nulă prin $\varphi = +45°$ la ω_0, la valoarea $\varphi = +90°$ (fig. 11—52).

Elementul PT_1 are răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega) = k/(1+j\omega T)$. Caracteristica atenuare-frecvență are asimptotele:

— pentru $\omega T \ll 1$, o dreaptă paralelă cu axa absciselor, la distanța k_{dB} de aceasta;

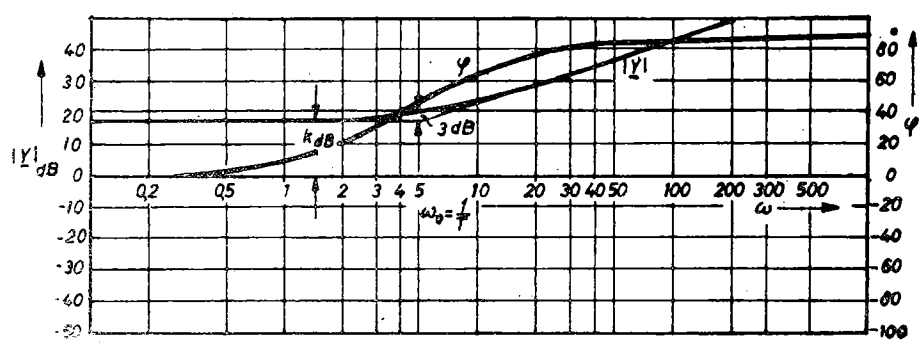


Fig. 11—52. Caracteristici de frecvență ale elementului *PD*.

— pentru $\omega T \gg 1$, o dreaptă cu panta de scădere de 20 dB pe decadă, dreaptă care taie axa absciselor la $\omega = k/T$. Cele două asimptote se intersectează la frecvența de intersecție $\omega_0 = 1/T$. Această frecvență este adesea numită și frecvență de graniță. La această frecvență amplificarea este cu 3 dB mai mică decît valoarea k_{dB}. Caracteristica fază-frecvență variază de la faza nulă (prin valoarea $\varphi = -45°$ la $\omega_0 = 1/T$) la valoarea $\varphi = -90°$ (fig. 11—53).

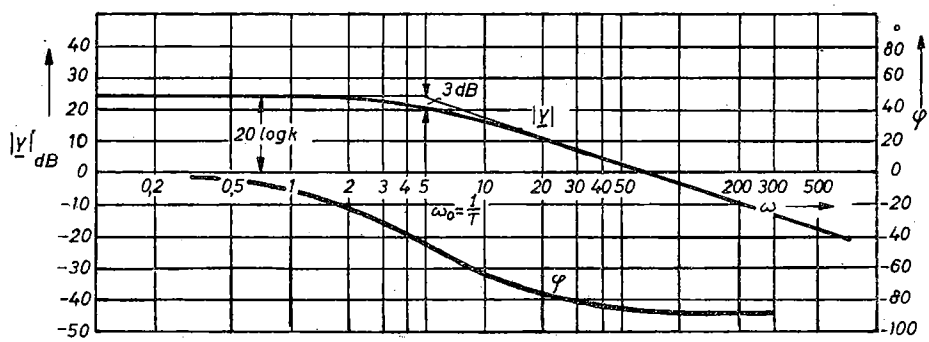


Fig. 11—53. Caracteristici de frecvență ale elementului PT_1.

Element PT_2. Acest element are răspunsul la frecvență

$$\underline{Y}(j\omega) = k \frac{1}{1 + 2d_a j\omega T + (j\omega T)^2}.$$

În cele ce urmează se consideră $k = 1$, deoarece o schimbare a lui k este fără importanță pentru caracteristica atenuare-frecvență, producînd deplasarea acestei caracteristici în direcția ordonatei fără a influența forma sa. În aceste condiții, pentru $\omega T \ll 1$, $\underline{Y}(j\omega) = 1$ și deci asimptota este chiar axa absciselor Pentru $\omega T \gg 1$ se obține

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{1}{(j\omega T)^2} = \frac{1}{j\omega T} \cdot \frac{1}{j\omega T} = \frac{1}{(\omega T)^2} e^{-\left(j\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right)}$$

Atenuarea este $|\underline{Y}| = \frac{1}{(\omega T)^2}$; $|\underline{Y}|_{dB} = 20 \log \frac{1}{(\omega T)^2} = 20 [\log 1 - \log (\omega T)^2$, adică $|\underline{Y}| = -2 \cdot 20 \log \omega T = -40 \log \omega T$. Faza este $\varphi = -180°$. Pentru acest domeniu asimptota este deci o dreaptă căzătoare cu panta de 40 dB/decadă. Frecvența de intersecție este $\omega_0 = 1/T$. Caracteristica fază-frecvență evoluează de la valoarea 0°, prin $\varphi = -90°$ la $\omega_0 = 1/T$, la $-180°$ pentru $\omega T \gg 1$.

Trebuie să remarcăm că abaterea caracteristicii atenuare-frecvență la frecvența de intersecție depinde de amortizarea d_a. În figura 11—54 sînt reprezentate în mărimi raportate (ω/ω_0) caracteristicile de frecvență ale elementului PT_2 pentru diferite valori ale lui d_a și pentru $k = 1$. Deoarece în circuitele de reglare nu apare $d_a < 0{,}05$, pentru determinarea caracteristicilor de frecvență, pentru $d_a > 2$, elementul PT_2 se poate înlocui prin două elemente PT_1 cuplate în serie (a se vedea 11.3.3.3).

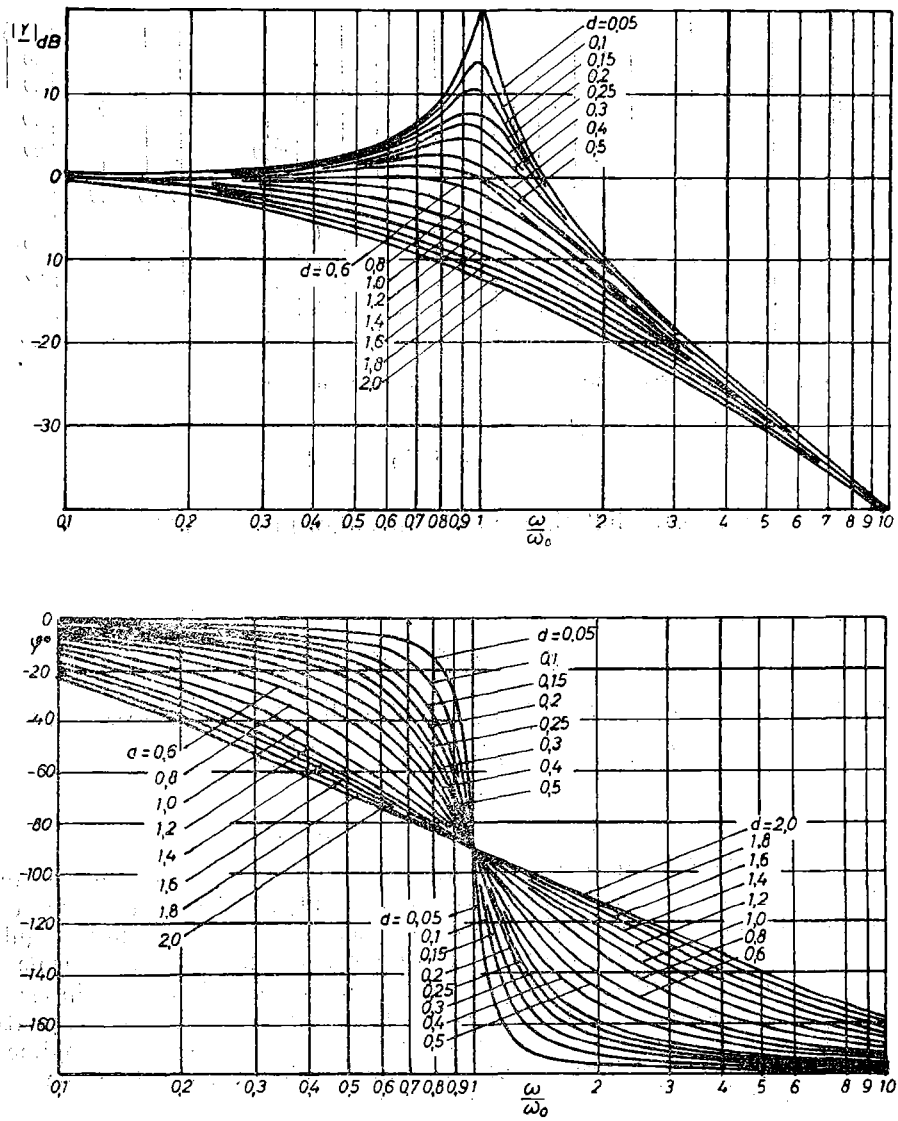


Fig. 11—54. Caracteristici de frecvență ale elementului PT_2, pentru diferiți coeficienți de amortizare.

Element cu timp mort. Din relația (11—38) rezultă răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega)=k\exp(-j\omega T_m)=|\underline{Y}|\exp(j\varphi)$. Atenuarea este $|\underline{Y}|=k$, iar faza $\varphi=-\omega T_m$. Caracteristica atenuare-frecvență este o dreaptă paralelă cu axa absciselor, la distanța k_{dB} de aceasta. Faza este dată mai sus în radiani, iar în caracteristica fază-frecvență trebuie reprezentată în grade. La $\omega=\omega_0=1/T_m$ rezultă $\varphi(\omega_0)=-1$ rad $=-57°$ (fig. 11—55).

Pentru $\omega>\omega_0$ elementul cu timp mort poate fi aproximat printr-un element PT_1 (necesar în cazul în care trebuie să urmeze o inversiune).

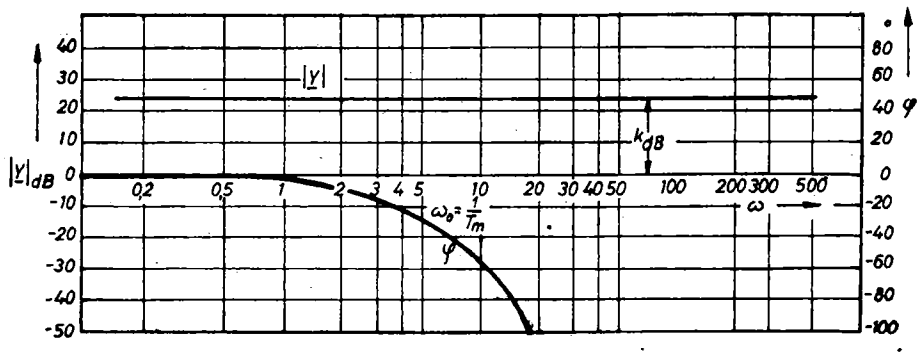


Fig. 11—55. Caracteristicile de frecvenţă ale elementului cu timp mort.

11.4.3. Reguli de calcul

11.4.3.1. Multiplicarea răspunsurilor la frecvenţă

Procedeul a fost deja arătat în paragraful 11.4.1. Pentru un răspuns la frecvenţă

$$\underline{Y}_{rez}=\underline{Y}_1\underline{Y}_2 \cdots \underline{Y}_n$$

se obţin caracteristicile la frecvenţă cu ajutorul ecuaţiilor pentru atenuare

$$|\underline{Y}_{rez}|_{dB}=|\underline{Y}_1|_{dB}+|\underline{Y}_2|_{dB}+ \cdots +|\underline{Y}_n|_{dB}$$

şi pentru fază

$$\varphi_{rez}=\varphi_1+\varphi_2+ \cdots + \varphi_n.$$

Caracteristicile de frecvenţă constau din adunarea caracteristicilor de frecvenţă componente, adunare care corespunde înmulţirii răspunsurilor la frecvenţă. În situaţia unei conectări în serie a circuitelor de reglare rezultă regula: *caracteristicile de frecvenţă ale unei conexiuni serie a mai multor elemente de reglare se obţin prin adunarea caracteristicilor de frecvenţă a elementelor înseriate.*

În practică există rigle de calcul speciale [22] care dau faza şi panta pentru elementele de automatizare cele mai utilizate, pentru o anumită lungime a decadei. Cu ajutorul acestora se pot determina rapid caracteristicile de frecvenţă a mai multor elemente cuplate în serie.

11.4.3.2. Inversiunea

Fie răspunsul la frecvenţă

$$\underline{Y}(j\omega)=|\underline{Y}|\,e^{j\varphi}.$$

Inversul răspunsului la frecvenţă este

$$\underline{Y}^{-1}(j\omega)=\frac{1}{\underline{Y}(j\omega)}=\frac{1}{|\underline{T}|}\,e^{-j\varphi},$$

adică

$$|\underline{Y}^{-1}|_{dB}=20\,\log\frac{1}{|\underline{Y}|}=-20\,\log\,\underline{Y}\;;$$

$$\varphi^{-1} = -\varphi.$$

Inversarea unui răspuns la frecvență este reprezentată în figura 11—56.

Exemplu. Fie următorul sistem, caracterizat de răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega) = k \cdot \frac{1}{1+j\omega T_1} \cdot$

$$\cdot \frac{1+j\omega T_2}{j\omega T_2} \exp(-j\omega T_m),$$

cu $T_1 = 50$ ms; $T_2 = 200$ ms; $T_m = 10$ ms și $k = 4$. Să se determine caracteristica atenuare-frecvență și fază-frecvență.

Rezolvare. Se determină frecvențele de intersecție:

$$\omega_{01} = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ s}^{-1}; \quad \omega_{02} = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{200 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ s}^{-1};$$

$$\omega_{0m} = \frac{1}{T_m} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ s}^{-1}.$$

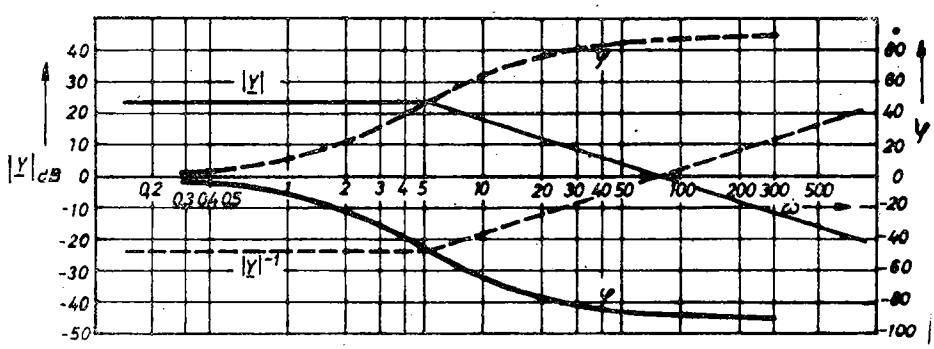


Fig. 11—56. Inversarea unui răspuns la frecvență în planul caracteristicilor de frecvență

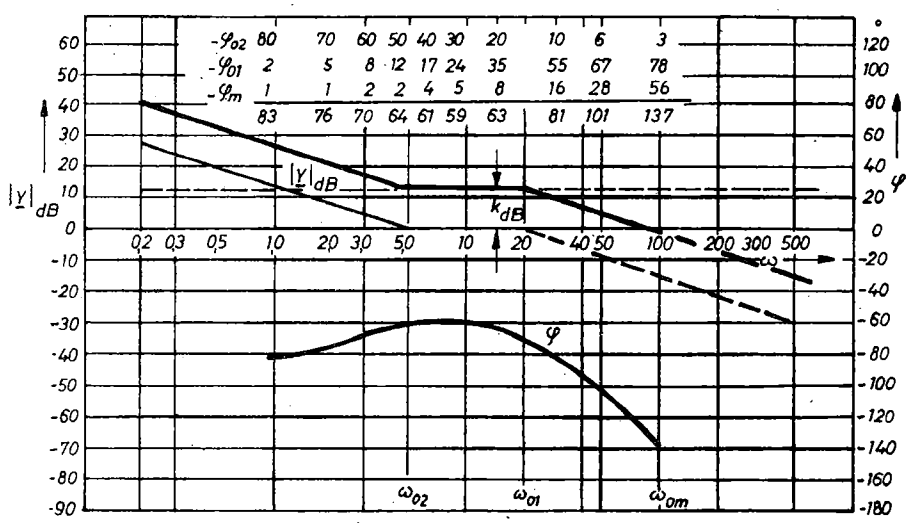


Fig. 11—57. Caracteristicile de frecvență.

Mai avem

$$k_{dB} = 20 \log k = 20 \log 4 = 20 \cdot 0{,}602 = 12{,}04 \text{ dB}.$$

Marcăm pe hîrtie logaritmică, în ordine crescătoare, frecvențele de intersecție (în cazul nostru ω_{e2}, ω_{01} și ω_{0m}). Se trasează apoi caracteristicile atenuare-fază ale fiecărui element: la distanța k_{dB} de axa absciselor caracteristica elementului P (dreapta punctată); caracteristica elementului PT_1 cu frecvența de intersecție ω_{01}. Caracteristica elementului cu timp mort se confundă cu axa absciselor, deoarece pentru acesta $k=1$ și $k_{dB}=20 \log 1=0$. Din același motiv caracteristicile elementelor PI și PT_1 au ca porțiune paralelă cu axa absciselor chiar această axă.

În partea superioară a diagramei se înscrie (în urma calculelor sau cu ajutorul unei rigle speciale, de care s-a vorbit) valorile fazelor φ, pentru fiecare element, cu semnele lor ($-\varphi_{e2}$, $-\varphi_{01}$ și $-\varphi_{0m}$). Prin calcule fazele se obțin astfel:

a) Pentru elementul PI din $\underline{Y}(j\omega)=\frac{1+j\omega T_2}{j\omega T_2}$, rezultă

$$\underline{Y}=\frac{(1+j\omega T_2)j\omega T_2}{-\omega T_2}=\frac{j\omega T_2-\omega^2 T_2^2}{-\omega T_2}=\omega T_2-j;$$

$\varphi_{02}=-\operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega T_2}\right)$. În cazul studiat se obține

$$\varphi_{02}=-\operatorname{arctg}\left(\frac{1}{200\cdot 10^{-3}\cdot\omega}\right)=-\operatorname{arctg}\left(\frac{5}{\omega}\right).$$

b) Pentru elementul PT_1, din $\underline{Y}(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega T_1}$ se obține

$$\underline{Y}=\frac{1-j\omega T_1}{1+\omega^2 T_1^2}=\frac{1}{1+\omega^2 T_1^2}-j\frac{\omega T_1}{1+\omega^2 T_2^2}.$$

Faza este $\varphi_{01}=-\operatorname{arctg}\omega T_1$. În cazul considerat avem

$$\varphi_{01}=-\operatorname{arctg}(50\cdot 10^{-3}\omega)=-\operatorname{arctg}(0{,}05\,\omega).$$

c) Pentru elementul cu timp mort faza este, după cum am văzut, $\varphi_m=-\omega T_m$. În cazul exemplului nostru,

$$\varphi_m=-\operatorname{arctg}(50\cdot 10^{-3}\omega)=-0{,}01\ \omega.$$

Pe baza relațiilor de mai sus se calculează fazele. Rezultatele calculelor sînt trecute în tabelul 11.2. Suma acestor unghiuri va fi faza rezultantă φ. Adunînd și atenuările se obțin caracteristicile rezultante (curbele din figura 11—57).

TABELUL 11—2

ω	0,882	1,82	2,88	4,19	5,95	8,66	13,73	28,4	47,61	96,15
$-\varphi^{\circ}_{e2}$	80	70	60	50	40	30	20	10	6	3
$-\varphi^{\circ}_{01}$	2	5	8	12	17	24	35	55	67	78
$-\varphi^{\circ}_{m}$	1	1	2	2	4	5	8	16	28	56
$-\varphi^{\circ}$	83	76	70	64	61	59	63	81	101	137

11.5. STABILITATEA SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ LINEARE

11.5.1. Noțiunea de stabilitate

Dacă unui element de automatizare, linear sau linearizat, ori unui sistem i se aplică la intrare un semnal salt unitar, mărimea de ieșire prezintă un regim tranzitoriu. Procesul tranzitoriu poate fi reprezentat ca în figura 11—58.

Un element sau un sistem linear se numește stabil dacă procesul tranzitoriu al mărimii de ieșire x_e, cînd la intrare se aplică semnalul treaptă unitară, se stinge în timp, adică x_e tinde către o valoare finală constantă.

După această definiție cazurile *a* și *b* (fig. 11—58) sînt *stabile*. Cazurile *c*, *d*, *e* și *f* sînt *instabile* (*c* și *d* instabile oscilatoriu; *e* și *f* instabile monoton).

Pe baza aceleiași definiții — considerînd funcțiile tranzitorii (paragraful 11.2.1.2) — rezultă că elementele PT_1, P, D, PT_2 sînt stabile, în timp ce elementul I (cazul *f* din figura 11—58) este instabil.

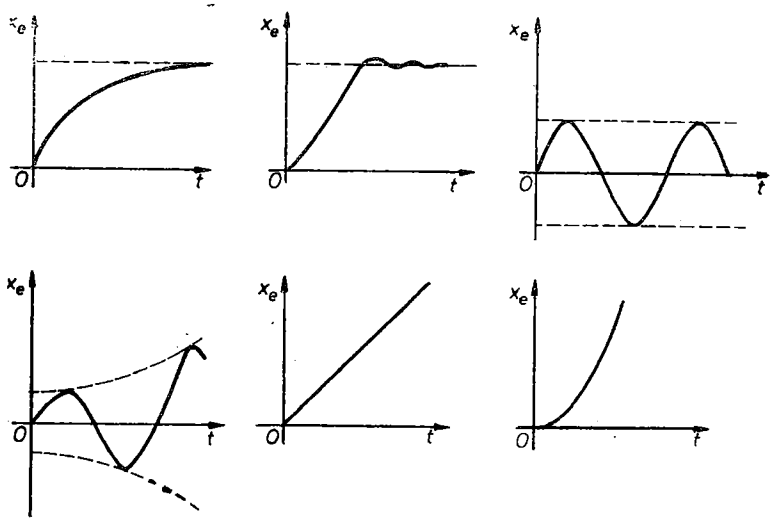


Fig. 11—58. Regimuri tranzitorii.

Exemplu: Să se cerceteze stabilitatea cuplării din figura 11—59, pe baza regulei de mai sus.

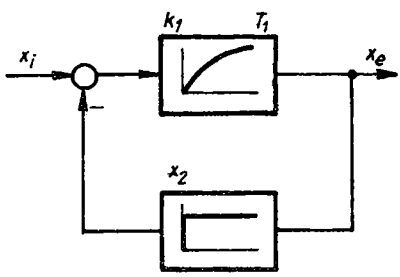


Fig. 11—59. Explicativă.

Funcțiile de transfer ale elementelor sînt

$$Y_1(s)=\frac{k_1}{1+sT_1};\quad Y_2(s)=k_2.$$

Funcția de transfer a sistemului este (relația (11—52)):

$$Y(s)=\frac{Y_1(s)}{1-Y_1(s)Y_2(s)}=\frac{k_1/(1+sT_1)}{1-\dfrac{k_1k_2}{1+sT_1}}=\frac{k_1}{1-k_1k_2+sT_1}=\frac{k_1/(1-k_1k_2)}{1+s\dfrac{T_1}{1-k_1k_2}}.$$

Dacă notăm: $k=\dfrac{k_1}{1-k_1k_2}$ și $T=\dfrac{T_1}{1-k_1k_2}$,

rezultă

$$Y(s)=\frac{x_e(s)}{x_i(s)}=\frac{k}{1+sT}.$$

Ecuația diferențială corespunzătoare (a se vedea paragraful 11.2.2.2) este

$$T\frac{dx_e}{dt}+x_e=kx_i.$$

Soluția acestei ecuații diferențiale pentru $x_i=\sigma(t)=1$ este (a se urmări relația 11—16), $u(t)=k(1-\exp(-t/T)$. Se pot deosebi următoarele cazuri:

1) $k_1k_2<1$, deci $k>0$; $T>0$: element PT_1, deci *stabil*;

2) $k_1k_2>1$, deci $k<0$; $T<0$: nu este element PT_1; avînd $T<0$ funcția exponențială ia valori crescătoare odată cu creșterea lui t și regimul tranzitoriu evoluează ca în figura 11—58, *f*, sistemul fiind *instabil*;

3) $k_1k_2=1$. Din relația $Y(s)=\frac{k_1}{1-k_1k_2+sT_1}$ rezultă $Y(s)=k_1/sT_1$: element *I*, care este *instabil* (fig. 11—58, *e*).

Observație: produsul factorilor de amplificare $k_a=k_1k_2$ este amplificarea circuitului. Recunoaștem prin urmare că simultan cu creșterea amplificării circuitului sistemul tinde la instabilitate.

În exemplul precedent s-a cercetat stabilitatea sistemului cu ajutorul soluției ecuației diferențiale atașate sistemului. La sistemele de reglare închise rezolvarea ecuațiilor diferențiale este foarte grea sau imposibilă. De aceea, pentru analiza stabilității fără rezolvarea ecuațiilor diferențiale se utilizează așa-numitele *criterii de stabilitate*. Există un număr mare de criterii de stabilitate, algebrice (Routh-Hurwitz) și grafice (Mihailov, Nyquist, Bode etc.). Dintre acestea criteriul lui Nyquist și criteriul lui Bode sînt foarte adecvate pentru cercetarea practică a circuitelor de reglare. Fără a abuza de demonstrații matematice riguroase ne vom limita numai la acestea.

11.5.2. Criteriul lui Nyquist

Criteriul lui Nyquist permite deducerea comportării circuitului de reglare închis din comportarea circuitului de reglare deschis. Deși în paragraful 9.1.1 s-a examinat noțiunea de comandă automată, în circuit de reglare deschis, pentru lămurirea acestei noțiuni să ne referim din nou la exemplul grupului generator-motor analizat. Blocurile *5*, *6*, *7* din figura 11—23, *a* formează un circuit de reglare închis. Să reprezentăm din nou acest circuit în forma din figura 11—60, în care mărimea de intrare este $x_i=e_G^*$, mărimea de ieșire fiind $x_e=n_M^*$, iar mărimea perturbatorie este $z=m_s^*$. Pentru a determina transformata Laplace a mărimii de ieșire x_e scriem succesiv, folosind noțiunea de funcție de transfer:

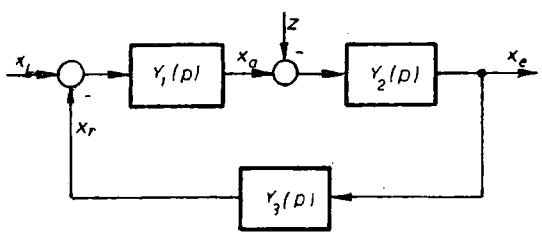


Fig. 11—60. Schema structurală tip a unui circuit de reglare.

$$[x_a(s)-z(s)]Y_2(s)=x_e(s);$$

$$\{[x_i(s)-x_r(s)]\ Y_1(s)-z(s)\}\ Y_2(s)=x_e(s).$$

Înlocuind $x_r(s)=x_e(s)Y_3(s)$ și dezvoltînd calculele, obținem în final

Funcția de transfer

$$Y_i(s)=\frac{Y_1(s)Y_2(s)}{1+Y_1(s)Y_2(s)Y_3(s)}$$

se numește *funcția de transfer referitoare la semnalul de intrare* iar

$$Y_z(s)=\frac{Y_2(s)}{1+Y_1(s)Y_2(s)Y_3(s)}$$

este *funcția de transfer referitoare la semnalul perturbator.* În consecință

$$x_e(s)=Y_i(s)x_i(s)-Y_z(s)z(s).$$

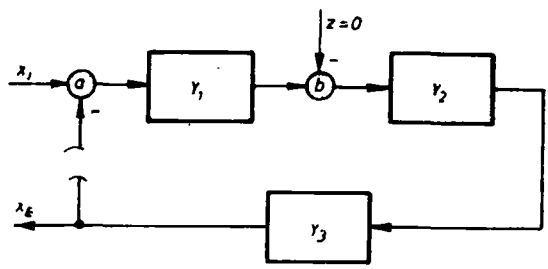


Fig. 11—61. Circuit de reglare deschis

Circuitul de reglare deschis este acel circuit la care mărimea de reacție x_r se întrerupe, iar mărimea perturbatoare se consideră nulă (fig. 11—61). Din figură se determină imediat *funcția de transfer a circuitului deschis*

$$Y_d(s)=Y_1(s)Y_2(s)Y_3(s). \qquad (11-65)$$

Utilizînd funcția de transfer a circuitului deschis rezultă

$$Y_i(s)=\frac{Y_1(s)Y_2(s)}{1+Y_d(s)};\quad Y_z(s)=\frac{Y_2(s)}{1+Y_d(s)}.$$

Răspunsul la frecvență al circuitului deschis se poate pune sub forma generală

$$\underline{Y}_d(j\omega)=k_a\frac{1}{\alpha}\cdot\frac{(1+j\omega T_{z1})(1+j\omega T_{z2})\ldots}{(1+j\omega T_{N1})(1+j\omega T_{N2})\ldots}=\frac{\underline{Z}(j\omega)}{\underline{N}(j\omega)}. \qquad (11-66)$$

Criteriul se aplică presupunînd că:

— gradul lui $\underline{Z}$ < gradul lui $\underline{N}$;

— circuitul deschis este stabil ($\alpha=1$) sau are o comportare I ($\alpha=j\omega T$).

Criteriul lui Nyquist se enunță astfel: *un circuit de reglare închis este stabil dacă locul de transfer al răspunsului la frecvență $Y_d(j\omega)$ al circuitului deschis nu încercuiește punctul* $(-1,0)$. Ca exemple se prezintă în figurile 11—62 și 11—63 locurile de transfer ale răspunsurilor la frecvență pentru circuite de reglare stabile și instabile.

Corectitudinea criteriului lui Nyquist poate fi demonstrată matematic. Să lămurim intuitiv criteriul lui Nyquist cu ajutorul circuitului de reglare deschis stabil. Pentru mărimea de ieșire a unui circuit deschis putem scrie (relația (11—28)):

$$\underline{x}_e=\underline{Y}_d(j\omega)\underline{x}_i.$$

Dacă înlocuim pe $\underline{x}_i$ cu 1 obținem

$$\underline{x}_e=\underline{Y}_d(j\omega).$$

Din relația (11—66) pentru $\omega=0$ și $\alpha=1$ rezultă $x_e=k_a$. Punctul locului de transfer se află pe axa reală pozitivă. Cu creșterea frecvenței ω apare defazajul ($\varphi\omega$) între mărimea de intrare și cea de ieșire. La $\varphi=-180°$ reacția inversă devine cuplare inversă. Dacă la $x_i=1$ și $\varphi=-180°$, $x_e\geqslant 1$ (punctul -1 al locului de transfer al răspunsului la frecvență) la închiderea circuitului de reglare (circuit de reglare închis) apare autoexcitarea: circuitul este instabil (a se compara cu exemplul de la paragraful 11.5.1 pentru $k_a=k_1k_2\geqslant 1$). Punctul $(-1,0)$ poartă denumirea de *punct critic*.

Criteriul lui Nyquist are următoarele avantaje: a) poate fi aplicat și în lipsa cunoașterii ecuațiilor blocurilor circuitului închis, fiind măsurabil însă

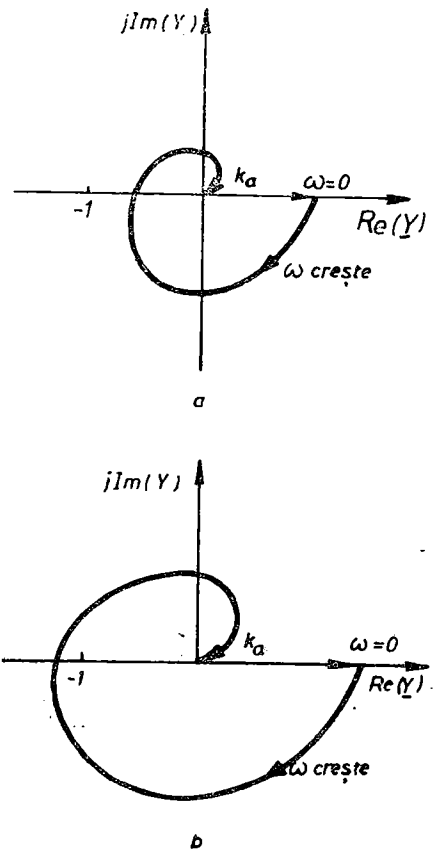


Fig. 11—62. Circuitul de reglare deschis stabil ($\alpha=1$):
a — circuitul închis stabil; *b* — circuitul închis nestabil.

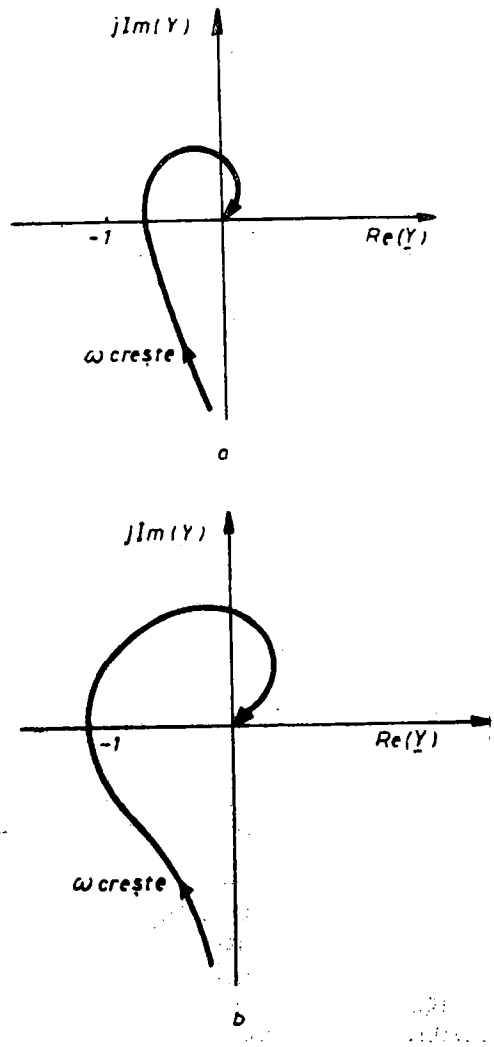


Fig. 11—63. Circuitul de reglare deschis cu comportare *I* ($\alpha=j\omega T$):
a — circuitul închis stabil; *b* — circuitul închis nestabil.

răspunsul la frecvență; *b*) valabilitatea criteriului și pentru sisteme cu timp mort; *c*) criteriul permite observații atît asupra stabilității, cît și asupra amortizării procesului tranzitoriu.

Ne putem aștepta ca la o amortizare mai importantă locul de transfer să fie mai îndepărtat de punctul critic (−1,0). O măsură a depărtării de punctul critic este faza φ_D la care locul de transfer intersectează cercul de rază unitate (fig. 11−64). Din faza φ_D la $\omega=\omega_D$ se poate deduce amortizarea regimului tranzitoriu: φ_D mic — amortizare puternică; φ_D mare — amortizare slabă. De obicei φ_D nu trebuie să depășească 140°. Un proces tranzitoriu normal, cu o singură supraoscilație, are loc la $\varphi_D=110°\ldots 130°$; un proces tranzitoriu aperiodic are loc pentru $\varphi_D=90°\ldots 60°$.

Determinarea analitică a locurilor de transfer este foarte dificilă la sistemele de ordin superior, mai ales cînd parametrii circuitului de reglare se modifică. De aceea, cum vom vedea imediat, locurile de transfer se înlocuiesc prin caracteristicile de frecvență.

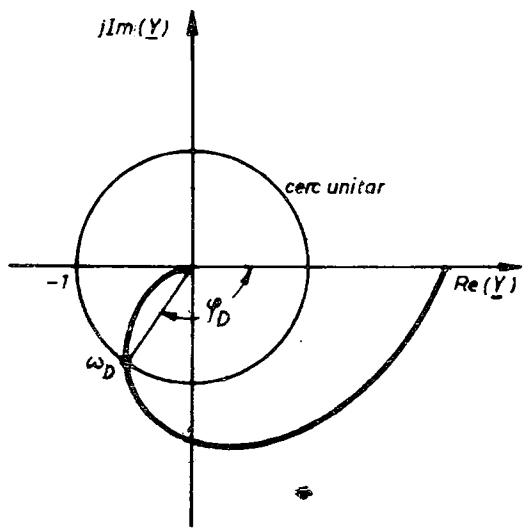


Fig. 11−64. Locul de transfer și cercul unitar; ω_D — frecvența de trecere.

11.5.3. Criteriul lui Bode

În figura 11−65 sînt reprezentate locurile de transfer și caracteristicile de frecvență ale unui circuit de reglare stabil și ale unuia nestabil. Transferarea criteriului Nyquist din reprezentarea prin locuri de transfer în reprezentarea prin caracteristici de frecvență poate fi dedusă imediat din figură, rezultînd astfel criteriul Bode de stabilitate: *un circuit de reglare închis este stabil dacă la frecvența de trecere ω_D caracteristică fază-frecvență a circuitului deschis este situată deasupra lui* −180°.

Cercul unitar, din reprezentarea prin locuri de transfer, corespunde în reprezentarea prin caracteristici de frecvență axei absciselor (20 log 1=0 dB). Ca *frecvență de trecere* ω_D se denumește valoarea la care caracteristica atenuare-frecvență a circuitului deschis intersectează axa absciselor (fig. 11−65).

Studiul stabilității este un capitol important al teoriei sistemelor lineare, deoarece toate sistemele trebuie în mod categoric să fie stabile. Stabilitatea nu este însă o condiție suficientă pentru ca performanțele unui sistem să fie satisfăcătoare, deoarece oscilațiile tranzitorii slab amortizate ale unui sistem stabil, dar aproape de limita de stabilitate, se pot dovedi supărătoare în practică. Condiția limitei de stabilitate corespunde cazului cînd locul de transfer trece prin punctul critic (−1,0). Implicit pentru „o bună stabilitate" este necesar ca locul de transfer să nu treacă „prea aproape" de punctul critic. În acest fel a rezultat ideea aprecierii valorice a gradului de stabilitate prin distanța dintre curba $\underline{Y}(j\omega)$ și punctul critic. Pentru sistemele normale de

reglare automată ideea este utilizată prin intermediul noțiunilor de *margine de fază* (φ_m) și *margine de amplificare* (Y_m). Acestea se definesc ca în figura 11—66. Marginea de fază φ_m reprezintă defazajul suplimentar care ar face ca locul de transfer să treacă de partea cealaltă a punctului critic. În mod analog, marginea de amplificare reprezintă valoarea în decibeli cu care factorul de amplificare în circuit deschis poate să crească fără a provoca instabilitatea sistemului.

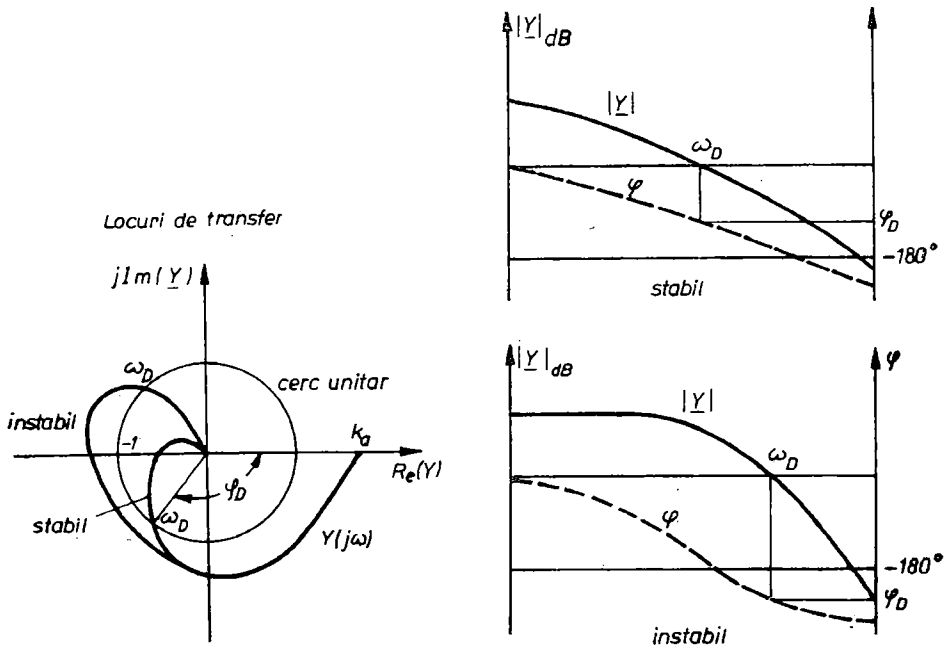


Fig. 11—65. Locuri de transfer și caracteristici de frecvență ale circuitelor de reglare.

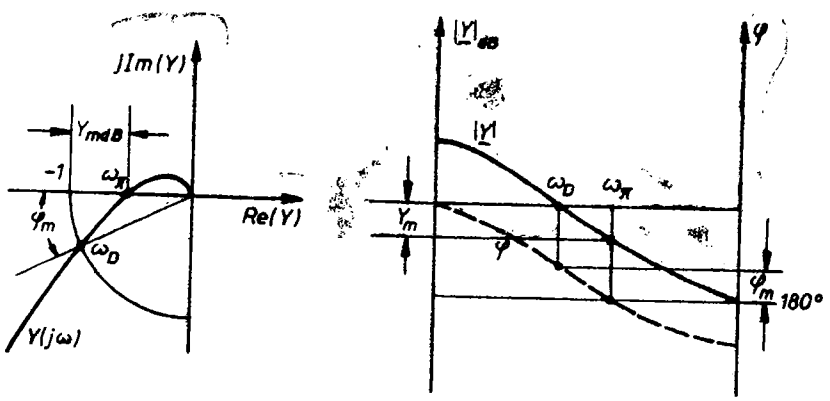


Fig. 11—66. Definirea marginii de fază și a marginii de amplificare, utilizînd locul de transfer și caracteristicile de frecvență.

11.5.4. Stabilizarea circuitelor de reglare fără element I în elementul de execuție

Stabilitatea unui circuit de reglare poate fi facil determinată cu ajutorul caracteristicilor de frecvență. În mod obișnuit aceasta nu este însă suficientă; deseori un circuit de reglare trebuie să aibă o anumită comportare dinamică, iar circuitele de reglare instabile trebuie să fie stabilizate prin măsuri speciale. Deoarece parametrii instalației de reglare automată sînt impuși, stabilizarea trebuie efectuată cu ajutorul regulatorului. Calculul circuitului de reglare trebuie deci să conducă la alegerea unui astfel de regulator, încît din acțiunea conjugată a regulatorului și a elementului de execuție să rezulte comportările statică și dinamică dorite ale reglării.

Cu titlu de exemplu, pentru grupul generator-motor (fig. 9—8) vom determina diferite regulatoare — după procedeul caracteristicilor de frecvență — și vom discuta oportunitatea înlocuirii lor.

Circuitul de reglare se stabilizează după mărimea de intrare. La un salt al valorii impuse trebuie ca mărimea reglată să tindă la noua sa valoare staționară cu o singură supraoscilație. După criteriul Nyquist, faza la frecvența de trecere trebuie să fie, în acest caz, de $-120°$.

Schema structurală a circuitului de reglare a fost deja reprezentată (în figura 11—23, *a*). Circuitul de reglare are următoarele date: $T_m=10$ ms; $T_A=50$ ms; $k_A=15$; $T_e=1$ s; $k_{eG}=1$; $T_M=5$ s.

Mai întîi verificăm dacă bucla circuitului indusului poate fi înlocuită prin două elemente PT_1 (a se revedea exemplul de la paragraful 11.3.3.3). Avem $T_M/k_A=5/15=0{,}333$ s. Coeficientul de amortizare este

$$d_a=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_M}{k_A T_A}}=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{0{,}333}{0{,}05}}\cong 1{,}3.$$

La un coeficient de amortizare $d_a=1{,}3$ este permisă înlocuirea circuitului indusului prin două elemente PT_1. La folosirea acestei aproximări (două elemente PT_1 cu constantele de timp T_A și T_M/k_A) eroarea amortizării este de 15%, ceea ce este însă admis în exemplul considerat.

Elementul de timp mort se înlocuiește de asemenea în mod aproximativ printr-un element PT_1, obținîndu-se schema structurală din figura 11—67.

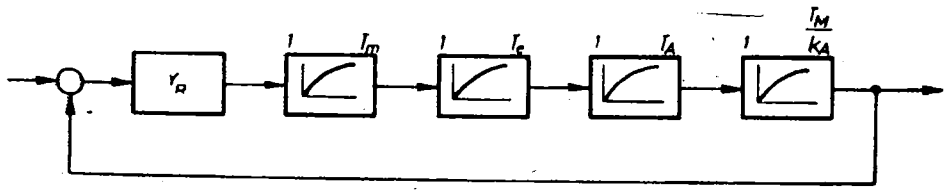


Fig. 11—67. Schema structurală a circuitului de reglare.

Răspunsul la frecvență a circuitului de reglare deschis este

$$\underline{Y}_d(j\omega)=\underline{Y}_R(j\omega)\,\frac{1}{(1+j\omega T_m)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_e)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_A)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_M/k_A)}$$

$$\underline{Y}_d(j\omega)=\underline{Y}_R(j\omega)\underline{Y}_1(j\omega), \qquad (11-67)$$

cu frecvențele de intersecție

$$\omega_m=\frac{1}{T_M}=100\ s^{-1};\quad \omega_e=\frac{1}{T_e}=1\ s^{-1};\quad \omega_A=\frac{1}{T_A}=20\ s^{-1};\quad \omega_M=\frac{k_A}{T_M}=3\ s^{-1}.$$

Regulator P

$$\underline{Y}_R(j\omega)=k_R;\ \underline{Y}_d(j\omega)=k_R\underline{Y}_1(j\omega).$$

În figura 11—68 sînt reprezentate caracteristicile de frecvență ale circuitului deschis fără regulator. Pentru $\varphi_D=-120°$ se obține amplificarea necesară a regulatorului P de $k_R=3$. Frecvența de trecere rezultă $\omega_D=2{,}7$.

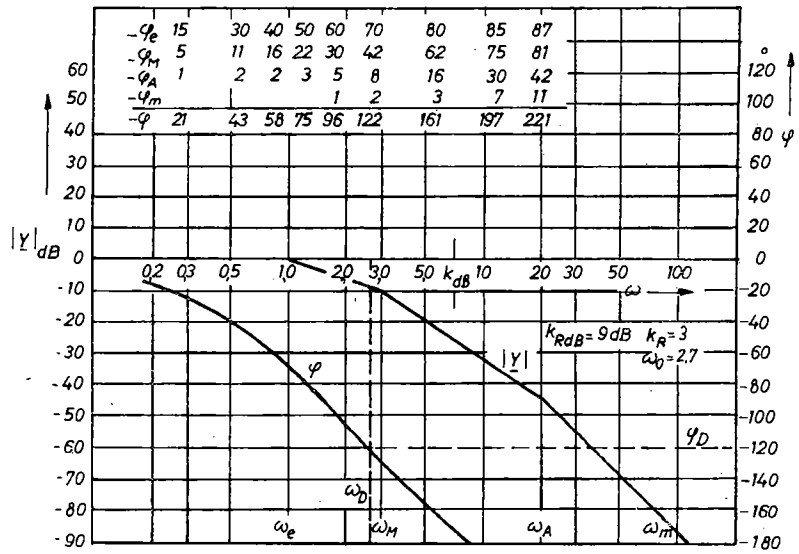


Fig. 11—68. Circuit de reglare cu regulator P. Determinarea lui k_R.

Deoarece k_R reprezintă amplificarea statică a circuitului de reglare A_0, factorul de reglare are valoarea

$$R=\frac{1}{1+A_0}=\frac{1}{1+k_R}=\frac{1}{1+3}=0{,}25.$$

O mărime perturbatorie este redusă prin regulatorul proporțional numai la 1/4 din efectul pe care l-ar avea în lipsa reglării. Cu aceasta nu s-ar putea atinge constanta reglării chiar pentru cerințe normale. Un regulator P nu este deci potrivit pentru circuitul de reglare prezentat.

Regulator I

$$\underline{Y}_R(j\omega)=\frac{1}{j\omega T_R};\ \underline{Y}_d(j\omega)=\frac{1}{j\omega T_R}\cdot\underline{Y}_1(j\omega).$$

Se trasează din nou caracteristica atenuare-fază a circuitului deschis fără regulator (fig. 11—69). Fiindcă elementul I are faza constantă de $-90°$, se obține caracteristica fază-frecvență a circuitului de reglare cu regulator I prin deplasarea caracteristicii fază-frecvență din figura 11—68 cu $-90°$. Pentru $\varphi_D=-120°$ rezultă din caracteristicile de frecvență

$$\omega_D=0{,}4;\ T_R=\frac{1}{\omega_D}=\frac{1}{0{,}4}=2{,}5\ s.$$

Un regulator ideal I are o amplificare statică infinită și deci factorul de reglare și abaterea de reglare tind spre zero. Un regulator I real are o amplificare statică A_0, care este însă atît de mare încît abaterea de reglare tinde de asemenea spre zero.

Timpul de încadrare a unei reglări este invers proporțional cu frecvența de trecere. Dacă se compară valorile ω_D ale regulatoarelor P și I, se vede că

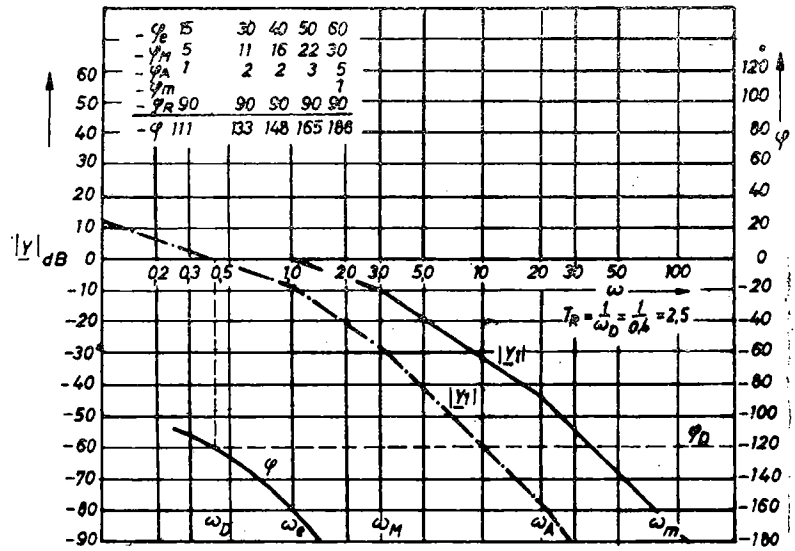


Fig. 11—69. Circuit de reglare cu regulator I. Determinarea lui T_R.

regulatorul I reglează mult mai lent. Față de regulatorul P calitățile dinamice sînt înrăutățite și nu este adecvat pentru circuitul de reglare prezentat decît în anumite condiții.

Regulator PI

$$Y_R(j\omega)=k_R\,\frac{1+j\omega T_R}{j\omega T_R}.$$

La aceeași amplificare statică a circuitului de reglare ca a regulatorului I, regulatorul PI oferă — prin factorul $1+j\omega T_R$ — posibilitatea de a compensa o constantă de timp a circuitului de reglare. Răspunsul la frecvență al circuitului deschis cu regulator PI este

$$Y_d(j\omega)=k_R\,\frac{1+j\omega T_R}{j\omega T_R(1+j\omega T_m)\,(1+j\omega T_e)\,(1+j\omega T_A)\,(1+j\omega T_M/k_A)}.$$

Să încercăm compensarea celei mai mari constante de timp, dîndu-se un parametru al regulatorului: $T_R=T_e=1$ s. Răspunsul la frecvență este

$$Y_d(j\omega)=k_R\,\frac{1}{j\omega T_R(1+j\omega T_m)\,(1+j\omega T_A)\,(1+j\omega T_M/k_A)},$$

$$Y_d(j\omega)=k_R\cdot Y_2(j\omega).$$

Pentru determinarea celui de-al doilea parametru al regulatorului, factorul de amplificare proporțională k_R, se trasează caracteristicile de frecvență ale lui $Y_2(j\omega)$ în figura 11—70.

Pentru $\varphi_D=-120°$ rezultă: $k_R=1{,}45$, $\omega_D=1{,}45$.

Timpul de încadrare a regulatorului PI este mai scurt decît al regulatorului I, dar mai lung decît al celui P. Datorită amplificării sale statice mai mari la timpul de încadrare, regulatorul PI se utilizează în aproape toate acționările reglabile.

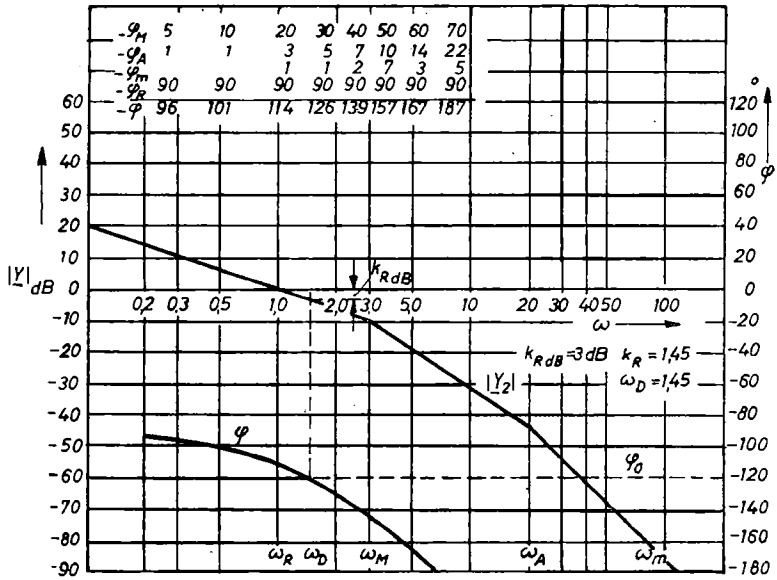


Fig. 11—70. Circuit de reglare cu regulator *PI*. Determinarea lui k_R.

Regulator PD

$$\underline{Y}_R(j\omega) = k_R(1+j\omega T_R).$$

Cea mai mare constantă de timp se poate compensa şi cu regulatorul *PD*: $T_R = T_e = 1$ s. Răspunsul la frecvenţă al circuitului deschis, cu regulator *PD* este

$$\underline{Y}_d(j\omega) = k_R \frac{1}{(1+j\omega T_m)\ (1+j\omega T_A)\ (1+j\omega T_M/k_A)},$$

$$\underline{Y}_d(j\omega) = k_R \underline{Y}_3(j\omega).$$

Caracteristicile de frecvenţă ale lui $\underline{Y}_3(j\omega)$ sînt reprezentate în figura 11—71. Pentru $\varphi_D = -120°$ se obţin: $k_D = 4{,}5$, $\omega_D = 13{,}4$.

Regulatorul *PD* posedă un timp de încadrare foarte scurt. Amplificarea statică este, cu $A_0 = k_R = 4{,}5$ în cazul considerat, chiar mai mare decît la regulatorul *P*, dar încă nu suficientă pentru cerinţele normale.

Regulator PID

$$\underline{Y}_R(j\omega) = k_R \frac{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}{j\omega T_1}.$$

Regulatorul *PID* înlesneşte compensarea ambelor constante de timp mari ale circuitului, la amplificare statică la fel de bună ca a regulatorului *PI*. Cea mai mare constantă de timp se compensează cu T_1. Se înlocuiesc $T_1 = T_e = 1$ s şi $T_2 = T_M/k_A = 0{,}333$ s. Răspunsul la frecvenţă al circuitului deschis cu regulator *PID* este

$$\underline{Y}_d(j\omega) = k_R \frac{1}{j\omega T_1(1+j\omega T_m)\ (1+j\omega T_A)}, \quad \underline{Y}_d(j\omega) = k_R \underline{Y}_4.$$

Din caracteristicile de frecvenţă ale lui $\underline{Y}_4(j\omega)$ din figura 11—72, se obţin, pentru $\varphi_D = -120°$; $k_R = 9$, $\omega_D = 9$.

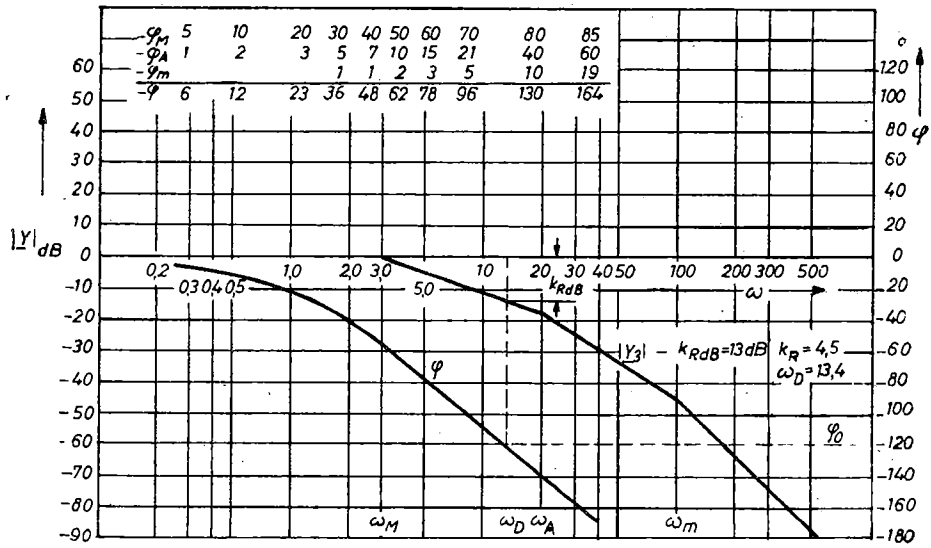

$-\varphi_1$ 5 10 20 30 40 50 60 70 80 85
$-\varphi_A$ 1 2 3 5 7 10 15 21 40 60
$-\varphi_m$ 1 1 2 3 5 10 19
$-\varphi$ 6 12 23 36 48 62 78 96 130 164
$|Y|_{dB}$
φ
k_{RdB}
ω
$|Y_3|$ – $k_{RdB}=13$ dB $k_R=4,5$ $\omega_D=13,4$
ω_M ω_D ω_A ω_m

Fig. 11—71. Circuit de reglare cu regulator *PD*. Determinarea lui k_R.

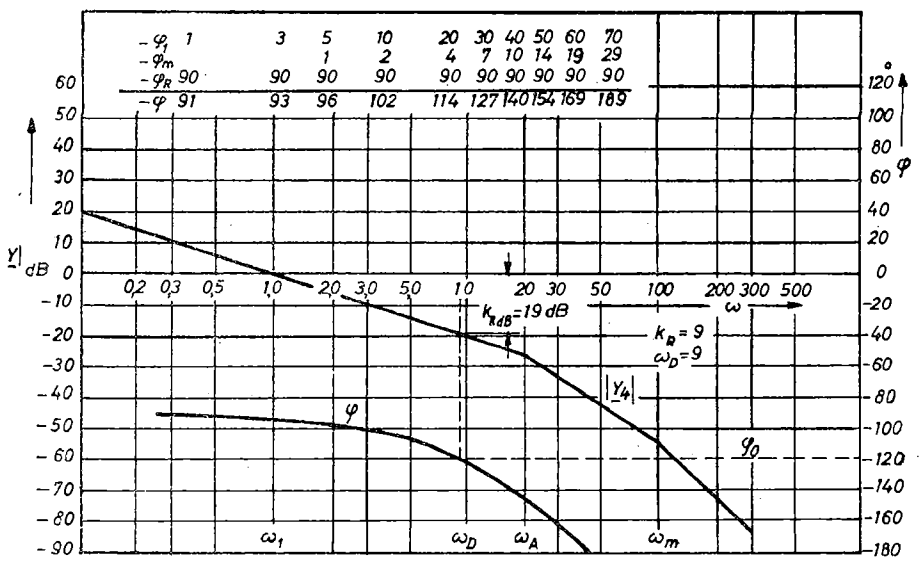


Fig. 11—72. Circuit de reglare cu regulator *PID*. Determinarea lui k_R.

Reglarea cu regulator *PID* este mai rapidă decît o reglare cu regulator *PI*, dar mai lentă decît o reglare cu regulator *PD*. In folosirea regulatoarelor *PID* trebuie observat că pe porțiunea cu panta de 20 dB armonicile instalației de măsurare a valorii reale sînt amplificate și provoacă în anumite împrejurări o supracomandă a amplificării regulatorului. Prin aceasta se restrînge frecvent posibilitatea de utilizare a regulatorului *PID*.

În tabelul 11.3 s-au sintetizat datele regulatoarelor încercate. Din examinarea tabelului se constată că pentru circuitul de reglare prezentat poate fi

TABELUL 11—3

Datele regulatoarelor încercate

Tipul regulatorului	ω_D	k_R	$R=\frac{1}{1+A_0}$	Observaţii
P	2,7	3	$\frac{1}{1+k_R}=\frac{1}{4}$	Relativ, rapid, precizie mică
I	0,4	—	$\frac{1}{1+A_0}<<1$	Lent, precizie foarte bună
PI	1,45	1,45	$\frac{1}{1+A_0}<<1$	Mai rapid, precizie foarte bună
PD	13,4	4,5	$\frac{1}{1+k_R}=\frac{1}{5,5}$	Foarte rapid, precizie mică
PID	9	9	$\frac{1}{1+A_0}<<1$	Rapid, precizie foarte bună

utilizat atît un regulator *PI*, cît şi unul *PID*. Cu expresia $(1+j\omega T_R)$ a răspunsului la frecvenţă a regulatorului *PI* s-a compensat cea mai mare constantă de timp a elementului de execuţie. Procedeul conduce la rezultate bune relativ la comportarea mărimii de comandă şi perturbatorie, cînd constantele de timp ale elementelor de ordinul 1 sînt de acelaşi ordin de mărime. Dacă constanta de timp cea mai mare este sensibil mai importantă decît suma celorlalte constante de timp, se impune ca raţională alegerea constantei T_R mai mică.

Utilizarea unui regulator *P* sau *PD* intră în discuţie cînd se urmăreşte obţinerea unei amplificări *P* mari în regulator. Aceasta este situaţia cînd circuitul posedă un element de întîrziere cu o constantă de timp foarte mare în raport cu suma celorlalte constante de timp. Trebuie să se verifice însă întotdeauna dacă, prin amplificarea determinată *P*, sînt îndeplinite cerinţele de precizie impuse.

Un regulator I este potrivit pentru un element de execuţie care nu conţine nici un element PT_1 sau PT_2 (de exemplu, un element cu timp mort).

11.5.5. Stabilizarea circuitelor de reglare cu element I în elementul de execuţie

Vom lămuri din nou determinarea parametrilor regulatorului cu ajutorul unui exemplu. Fie circuitul de reglare cu schema structurală din figura 11—73. Datele circuitului sînt: $T_m=10$ ms; $T_3=110$ ms; $T_A=50$ ms; $T_M=5$ s. Răspunsul la frecvenţă este

$$\underline{Y}(j\omega)=\underline{Y}_R(j\omega)\,\frac{1}{j\omega T_M}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_m)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_3)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_A)}.$$

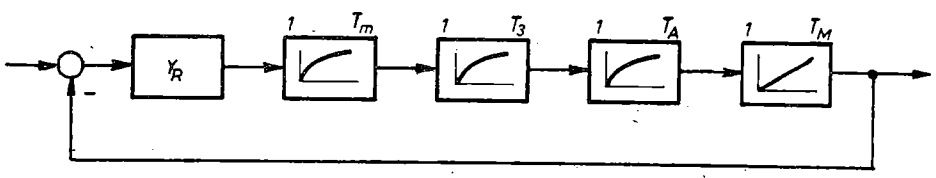


Fig. 11—73. Circuit de reglare cu element *I*.

Regulator P şi PD. Dacă recurgem la utilizarea unui regulator *P* sau *PD*, coeficientul de amplificare proporţional k_R se poate determina după metodele descrise în paragraful anterior. Prin expresia $1+j\omega T_R$ a regulatorului *PD* trebuie, în cazul de faţă, compensată constanta de timp T_3. Referitor la mărimea de intrare, acest circuit cu element I are o foarte bună precizie. Comportarea sa arată însă altfel la mărimea perturbatorie. Să considerăm o mărime perturbatorie *z*, care atacă circuitul de reglare ca în figura 11—74, *a*.

Să deplasăm această perturbaţie în punctul de însumare a mărimilor de intrare şi reglare, folosind pentru aceasta rezultatul din figura 11—27. Ne putem uşor convinge că, prin inversiune, dintr-un element *P* cu coeficient de amplificare *k* se obţine tot un element *P*, dar cu coeficient $1/k$, iar dintr-un element PT_1 se obţine un element *PD* (paragraful 11.3.2.1). Trecem astfel uşor de la figura 11—74, *a* la figura 11—74, *b*. Se observă acum că perturbaţia este micşorată numai cu factorul amplificării *P*, adică tocmai ca în cazul în care elementul de execuţie nu conţine element *I*. În cazul unor cerinţe mari

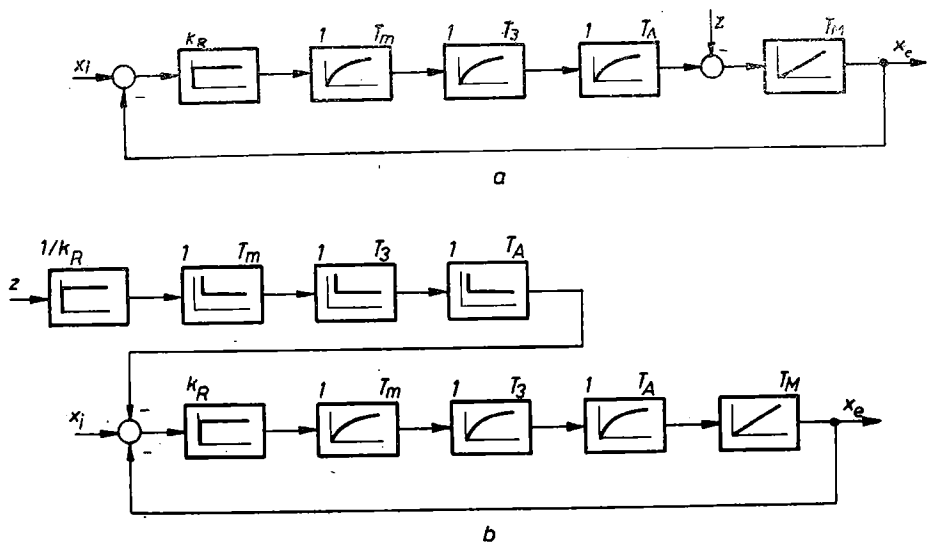


Fig. 11—74. **Circuit de reglare cu regulator *P* şi mărime perturbatorie.**

ale preciziei relative la semnalul perturbator este necesară — şi la circuitele de reglare a căror element de execuţie conţine un element *I* — folosirea unui regulator *I* eficace.

Regulator I. Un regulator *I* nu se poate utiliza, deoarece două elemente *I* în circuit stabilesc o fază mai mică sau egală cu —180° şi prin aceasta circuitul ar deveni instabil.

Regulator PI. Răspunsul la frecvenţă al circuitului de reglare considerat şi dotat cu regulator *PI* este

$$\underline{Y}(j\omega)=k_R\,\frac{1+j\omega T_R}{j\omega T_R}\cdot\frac{1}{j\omega T_M}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_m)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_3)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_A)}.$$

$$\underline{Y}(j\omega)=\underline{Y}_R(j\omega)\underline{Y}_1(j\omega).$$

Cu expresia $(1+j\omega T_R)$ nu poate fi compensat nici un element PT_1, deoarece ar rezulta iarăşi două elemente *I* în circuit şi prin aceasta circuitul ar fi instabil.

Determinarea valorilor convenabile pentru k_R și T_R este mai dificilă decît la circuitele de reglare fără element *I*.

Putem proceda astfel: se trasează mai întîi caracteristicile de frecvență ale circuitului de reglare fără regulator, $\underline{Y}_1(\omega)$ și $\varphi_1(\omega)$, figura 11—75. Se determină apoi k_R și ω_R la o fază $\varphi_D < \varphi_D = -120°$, știind că regulatorul *PI* introduce un defazaj suplimentar. În acest exemplu s-a adoptat $\varphi_D = -114°$. Dacă acum frecvența de intersecție a regulatorului *PI* se află la stînga frecvenței de trecere ω_D cu o decadă, atunci mărimea fazei suplimentare provocată de regulatorul *PI* la $\omega = \omega_D$ este de $-6°$ și faza φ a circuitului de reglare deschis este $\varphi_D = -120°$. Prin adunarea caracteristicilor de frecvență ale regulatorului cu cele ale elementului de execuție se obțin caracteristicile de frecvență ale circuitului de reglare deschis. Din figura 11—75 se determină $k_R = 12{,}2$; $\omega_D = 2{,}5$; $T_R = 1/\omega_R = 1/0{,}1\,\omega_D = 1/0{,}1 \cdot 2{,}5 = 4$ s.

Prin intermediul caracteristicilor de frecvență *recunoaștem* că circuitul de reglare este suficient de amortizat numai pentru un domeniu oarecare pentru

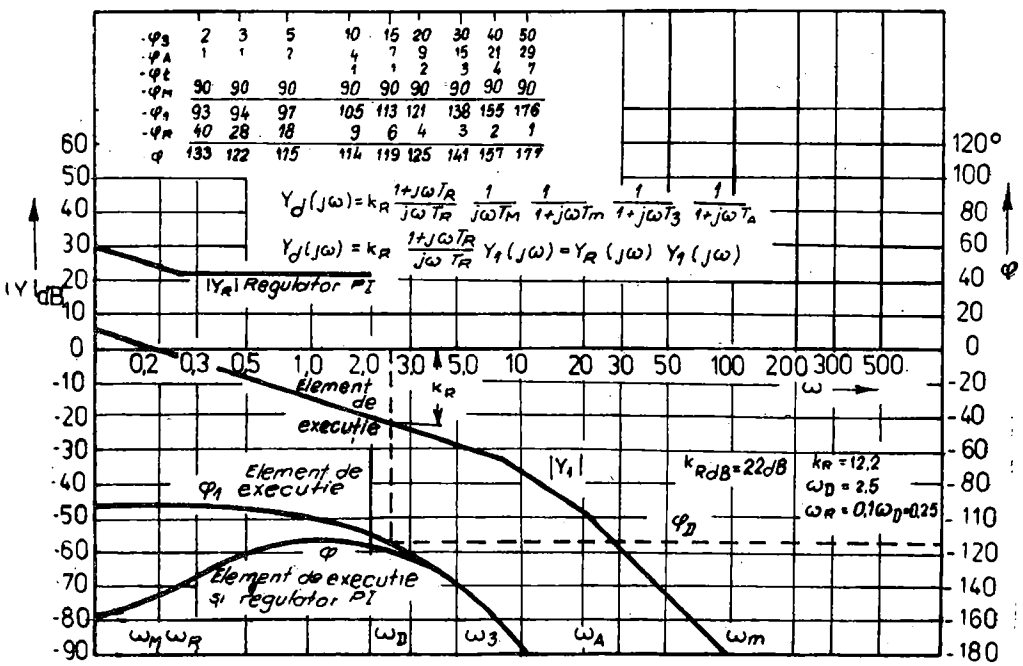


Fig. 11—75. Circuit de reglare cu element *I* și regulator *PI*. Determinarea lui k_R și ω_D.

ω_D. În situația unor valori inferioare și superioare ale lui ω_D circuitul tinde spre instabilitate. Concluzia este că amplificarea *P* poate varia numai într-un anumit domeniu.

Regulator PID. Cu un regulator *PID* răspunsul la frecvență este

$$\underline{Y}(j\omega) = k_R \frac{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}{j\omega T_1} \cdot \frac{1}{j\omega T_M} \cdot \frac{1}{(1+j\omega T_m)} \cdot \frac{1}{(1+j\omega T_3)} \cdot \frac{1}{(1+j\omega T_A)}.$$

Cu expresia $(1+j\omega T_2)$ se compensează cea mai mare constantă de timp a unui element PT_1 și anume $T_2 = T_3 = 110$ ms.

$$\underline{Y}(j\omega)=k_R\,\frac{1+j\omega T_1}{j\omega T_1}\cdot\frac{1}{j\omega T_M}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_m)}\cdot\frac{1}{(1+j\omega T_A)}.$$

Pentru calculul mărimilor k_R, ω_D și T_1 se poate proceda în continuare ca la regulatorul *PI*.

CAPITOLUL XII

12. REGULATOARE

12.1. CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ ȘI FUNCȚIA TRANZITORIE

În paragraful 11.5.4 s-au determinat tipul și parametrii regulatorului cu ajutorul caracteristicilor de frecvență. Criteriul pentru alegerea corectă a regulatorului era faza φ_D la care caracteristica atenuare-frecvență a circuitului deschis intersecta axa 0—ω. Unghiul φ_D era o măsură a amortizării circuitului de reglare închis. Astfel se putea deduce aproximativ comportarea tranzitorie a sistemului de reglare.

Procesele tranzitorii reale, privind comportarea sistemului față de mărimea de intrare și față de perturbații, nu se pot deduce însă din cercetarea caracteristicilor de frecvență ale circuitului deschis. Pentru determinarea funcției tranzitorii a mărimii reglate există două procedee: utilizarea transformatei Laplace și utilizarea calculatoarelor.

Cînd folosim *transformata Laplace* din răspunsul la frecvență $\underline{Y}_d(j\omega)$ al circuitului deschis se calculează răspunsul la frecvență $\underline{Y}(j\omega)$ al circuitului închis. Prin înlocuirea în răspunsul la frecvență a lui $j\omega$ cu s se obține funcția de transfer $Y(s)$. Aceasta este transformata Laplace a ecuației diferențiale a circuitului închis pentru valoare inițială nulă. Cu ajutorul transformatei Laplace a treptei unitare ca mărime de intrare $x_i(s)$ se rezolvă ecuația $x_e(s)=Y(s).x_i(s)$. Prin transformarea inversă se obține funcția tranzitorie $u(t)$ ca funcție de timp a mărimii de ieșire.

Cînd se utilizează un *calculator* sistemul se programează pe calculator (analogic sau digital), iar funcția tranzitorie rezultă sub formă de tabele sau curbe.

Ambele procedee prezintă însă dezavantaje. Utilizarea transformatei Laplace inverse necesită un volum mare de calcule și este greu de folosit la sisteme de ordin mare. Un calculator nu ne stă totdeauna la dispoziție (de exemplu la punerea în funcțiune a unei instalații), iar cheltuielile de cercetare pe calculator nu sînt de neglijat.

Pentru calcule tehnice, după cum vom vedea, se reduce circuitul de reglare real la un circuit de reglare standard. Pentru acesta se determină relații între caracteristicile de frecvență, comportarea la mărimea de intrare și la mărimea perturbatorie cu ajutorul caracteristicilor corespunzătoare și a funcțiilor tranzitorii. Formulele la care vom ajunge în final, pentru parametrii regulatorului, ne scutesc de reprezentarea caracteristicilor de frecvență.

12.2. TEOREMA CONSTANTELOR DE TIMP MICI

Circuitele de reglare ale acționărilor electrice conțin, în mod obișnuit, pe lîngă un element PT_1 sau un element I cu constantă de timp mare, unul sau mai multe elemente de întîrziere cu constante de timp relativ mici (elemente de netezire, circuite de reglare subordonate, element cu timp mort ș.a.). Dacă există mai multe constante de timp mari, acestea pot fi reduse — după cum se va vedea în continuare — printr-o reglare cu mai multe bucle. Prin acest procedeu se poate utiliza în aproape toate cazurile un regulator *PI*.

În figura 12—1 sînt trasate caracteristicile de frecvență ale unui circuit serie format din două elemente PT_1 de același ordin de mărime și a unui element PT_1 cu constanta de timp egală cu suma constantelor de timp a celor două elemente serie. Se observă că pentru pulsații $\omega < \omega_{os} = 1/T_\Sigma$ caracteristicile de frecvență ale circuitului serie concordă bine cu caracteristicile de frecvență ale elementului PT_1 cu o constantă de timp T_Σ.

Rezultă că: *dacă într-un circuit de reglare există mai multe elemente* PT_1 *cu constante de timp de același ordin de mărime și suma acestor constante de timp este mai mică decît cea mai mare constantă de timp a circuitului, acestea pot fi înlocuite cu un singur element* PT_1 *cu constanta de timp egală cu suma lor.*

Pentru o conexiune serie a n elemente PT_1 această aproximare este reprezentată în figura 12—2. Considerațiile s-au efectuat asupra caracteristicilor de frecvență ale circuitului de reglare deschis.

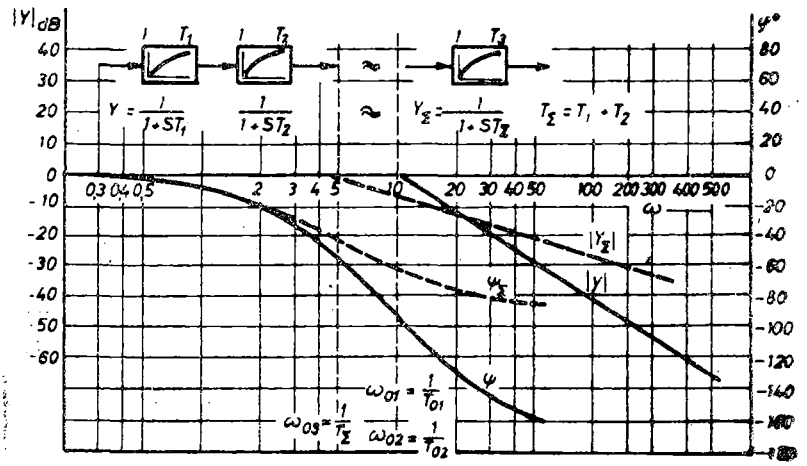


Fig. 12—1. Caracteristici de frecvență.

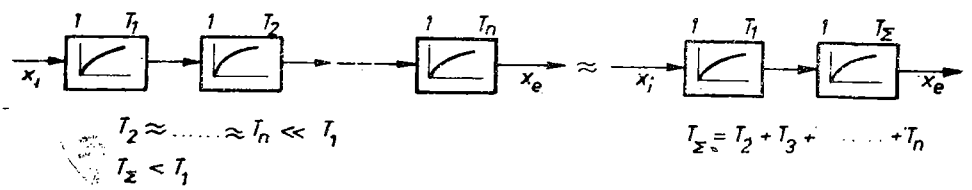


Fig. 12—2. Explicativă.

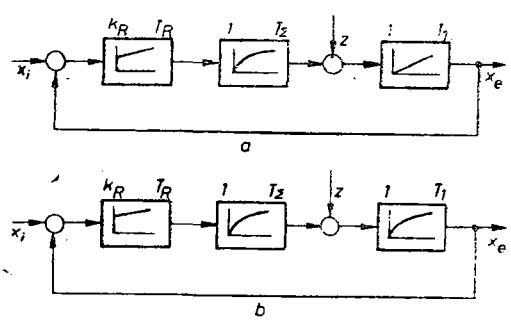


Fig. 12—3. Circuite de reglare aproximative.

Prin restrîngerea elementelor PT_1 cu constante de timp mici se obțin două circuite de reglare aproximative care se utilizează frecvent în tehnica automatizării acționărilor electrice (fig. 12—3). Aproximarea după figura 12—3, *a* poate fi folosită pentru circuitele de reglare cu element I în elementul de execuție, iar aproximarea din figura 12—3, *b* pentru circuitele de reglare fără element I în elementul de execuție.

12.3.1. Considerații generale

Optimizarea unei instalații înseamnă proiectarea acesteia, în așa fel, încît să se atingă pentru procesul tehnologic respectiv indicii de calitate (staționari și tranzitorii) optimi.

La unele instalații (mașini de rabotat, mecanismele laminoarelor reversibile etc.) interesează în primul rînd rapiditatea și precizia cu care mărimea de ieșire urmărește comenzile date prin intermediul mărimii de intrare. La alte instalații (laminoare continue, reglarea tensiunii generatoarelor etc.) contează mai mult rapiditatea și precizia cu care se înlătură efectele mărimilor perturbatorii de sarcină.

În ambele situații rapiditatea de răspuns este un obiectiv principal care se urmărește într-o schemă de reglare. Acestei rapidități i se opun însă elementele de întîrziere (cu funcția de transfer $k/1+sT_k$) ale elementului de execuție și procesului. Efectele elementelor de întîrziere se compensează prin elementele proporțional derivative (cu funcția de transfer $k(1+sT_k)$) ale regulatoarelor. Această compensare se explică fizic prin forțarea comenzii datorită componentei derivative sT_k. Există însă unele constante de timp care principial nu pot fi compensabile. Așa sînt timpii morți ai mutatoarelor și amplificatoarelor magnetice (1,7...10 ms) și constantele de timp ale filtrelor de la intrarea regulatoarelor continue (2...20 ms).

Din cele expuse rezultă că regulatorul ocupă locul central într-o instalație automatizată. A acorda optim un regulator înseamnă a-i determina funcția de transfer și valorile parametrilor care intervin în această funcție astfel încît să fie asigurate în cea mai bună măsură performanțele staționare și tranzitorii.

În practică acordarea optimă se realizează în două moduri:

— se pornește de la asigurarea unei categorii de performanțe (de obicei cele referitoare la răspunsul sistemului pentru o variație a mărimii de intrare) și se alege soluția care satisface cel mai bine o a doua categorie de performanțe (cele referitoare la răspunsul sistemului pentru o variație a mărimii perturbatorii);

— se pornește direct de la un criteriu de acordare optimă care reunește de la început cele două scopuri urmărite.

Pentru alegerea și acordarea regulatoarelor automate se utilizează mai multe criterii: criteriul modulului, criteriul simetriei, criterii integrale.

12.3.2. Criteriul modulului

Criteriul modulului conduce la o comportare optimă a unui *SRA* atît în raport cu variația mărimii de intrare cît și în raport cu variația mărimii perturbatorie. Se pornește de la comportarea ideală a unui sistem supus influenței simultane a mărimii de intrare x_i și a unei mărimi perturbatorii aditive z (fig. 12—4).

Sistemul automat fiind liniar, putem aplica principiul suprapunerii efectelor mărimii de intrare x_i și mărimii perturbatorie z asupra mărimii de ieșire

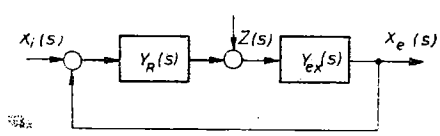


Fig. 12—4. Explicativă.

x_e. Deci mărimea de ieșire x_e ar rezulta din însumarea a două componente:

$$x_e = x_{ei} + x_{ez}, \tag{12—1}$$

unde: x_{ei} este componenta determinată de aplicarea mărimii de intrare x_i;

x_{ez} — componenta determinată de aplicarea mărimii perturbatorii z.

Evident că dacă $z=0$, atunci $x_{ez}=0$ și deci $x_e=x_{ei}$. De asemenea, dacă $x_i=0$, atunci $x_{ei}=0$ și prin urmare $x_e=x_{ez}$.

În cazul îndeplinirii condițiilor de mai sus, pentru sistemul închis se pot defini:

— o funcție de transfer în raport cu mărimea de intrare

$$Y_0(s)=\frac{X_{ei}(s)}{X_i(s)}; \tag{12—2}$$

— o funcție de transfer în raport cu mărimea perturbatorie

$$Y_{0z}(s)=\frac{X_{ez}(s)}{Z(s)}. \tag{12—3}$$

Utilizînd transformata Laplace relația (12—1) devine

$$X_e(s)=X_{ei}(s)+X_{ez}(s). \tag{12—4}$$

Ținînd seama de egalitățile (12—2) și (12—3) relația de mai sus devine

$$X_e(s)=Y_0(s).X_i(s)+Y_{0z}(s).Z(s). \tag{12—5}$$

Fiind simultan supus acțiunilor mărimii de intrare x_i și perturbării z, sistemul automat ar avea o *comportare ideală* dacă:

— mărimea de ieșire x_e ar urmări fără nici o întîrziere variațiile mărimii de intrare x_i;

— mărimea perturbatorie z nu ar exercita nici o influență asupra mărimii de ieșire x_e.

Aceasta înseamnă că în permanență, inclusiv în regim tranzitoriu, ar trebui să existe egalitatea

$$x_e=x_i, \tag{12—6}$$

respectiv

$$X_e(s)=X_i(s). \tag{12—7}$$

O asemenea condiție ideală nu poate fi însă realizată în practică datorită întîrzierilor introduse de elementele componente ale sistemului și deci de viteza limitată de propagare a semnalelor.

Se observă că pentru a rezulta din (12—5) condiția ideală (12—6), presupunînd că $z\neq 0$ și deci $Z(s)\neq 0$, trebuie îndeplinite următoarele condiții:

$$Y_0(s)=1 \tag{12—8}$$

și

$$Y_{0z}(s)=0. \tag{12—9}$$

Aceste condiții sînt echivalente condiției ideale (12—6).

Trecînd în domeniul frecvențelor prin înlocuirea $s=j\omega$ relațiile (12—8) și (12—9) devin:

$$Y_0(j\omega)=1 \tag{12—10}$$

și

$$Y_{0z}(j\omega)=0, \tag{12—11}$$

care pentru module implică condițiile:

$$|Y_0(j\omega)|=M(\omega)=1 \tag{12—12}$$

și

$$|Y_{0z}(j\omega)|=M_z(\omega)=0. \tag{12—13}$$

Dezvoltînd funcţia $M(\omega)$ în serie Mac-Laurin se obţine:

$$M(\omega)=M(0)+\frac{dM(\omega)}{d\omega}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega+\frac{1}{2!}\frac{d^2M(\omega)}{d\omega^2}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega^2+\ldots$$
$$\ldots+\frac{1}{n!}\frac{d^nM(\omega)}{d\omega^n}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega^n+\ldots \qquad (12-14)$$

Dezvoltarea funcţiei $M_z(\omega)$ conduce la

$$M_z(\omega)=M_z(0)+\frac{dM_z(\omega)}{d\omega}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega+\frac{1}{2!}\frac{d^2M_z(\omega)}{d\omega^2}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega^2+\ldots$$
$$\ldots+\frac{1}{n!}\frac{d^nM_z(\omega)}{d\omega^n}\Big|_{\omega=0}\cdot\omega^n+\ldots \qquad (12-15)$$

Pentru satisfacerea condiţiei ideale (12—12) din relaţia (12—14) rezultă

$$M(0)=1 \qquad (12-16)$$

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dM(\omega)}{d\omega}\Big|_{\omega=0}=0\\&\frac{d^2M(\omega)}{d\omega^2}\Big|_{\omega=0}=0\\&\theta\ \vdots\\&\frac{d^nM(\omega)}{d\omega^n}\Big|_{\omega=0}=0\\&\theta\ \vdots\end{aligned}\right\} \qquad (12-17)$$

Îndeplinirea condiţiei (12—13) din relaţia (12—15) conduce la

$$\left.\begin{aligned}&M_z(0)=0\\&\frac{dM_z(\omega)}{d\omega}\Big|_{\omega=0}=0\\&\frac{d^2M_z(\omega)}{d\omega^2}\Big|_{\omega=0}=0\\&\vdots\\&\frac{d^nM_z(\omega)}{d\omega^n}\Big|_{\omega=0}=0\\&\vdots\end{aligned}\right\} \qquad (12-18)$$

Satisfacerea relaţiei (2—16) este relativ simplă; pentru aceasta este necesar şi suficient ca funcţia de transfer a sistemului deschis $Y_d(s)$ să aibă o rădăcină în origine (ceea ce asigură totodată şi eroarea staţionară nulă), adică

$$Y_0(s)=\frac{Y_d(s)}{1+Y_d(s)}=\frac{\dfrac{kP_1(s)}{sP_2(s)}}{1+\dfrac{kP_1(s)}{sP_2(s)}}.$$

Se observă că pentru $s=0$ se obţine $|Y_0(j0)|=M(0)=1$.

Celelalte condiţii (2—17) şi (2—18) nu pot fi îndeplinite exact de sistemele automate fizic realizabile. Se pot realiza însă sisteme care să conducă

numai la relații cît mai apropiate de aceste condiții. Prin urmare acordarea optimă a regulatorului conform criteriului modulului va fi aceea care asigură îndeplinirea condiției (2—16) și realizarea unor condiții pe cît posibil mai apropiate de condițiile ideale (2—17) și (2—18).

În prezent, pentru acordarea optimă a regulatoarelor pentru procese rapide a căpătat o largă utilizare *varianta Kessler a criteriului modulului.* În cazul proceselor rapide funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului $Y_{ex}(s)$ (fig. 12—4) se cunoaște cu o precizie ridicată. În cadrul acestei variante se pun în evidență două categorii de constante de timp: *constantele de timp principale* (*importante*) și *constantele de timp principial necompensabile* (*mici*).

Ca urmare a acestei împărțiri a constantelor de timp în cele două categorii menționate, *funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului — în ipoteza că nu conține un pol în origine* se poate pune sub forma

$$Y_{ex}(s)=\frac{k_e}{\prod\limits_{k=1}^{n}(1+sT_k)\cdot\prod\limits_{i=1}^{k}(1+sT_{\gamma i})}, \qquad (12-19)$$

unde: k_e este factorul de amplificare pentru partea corespunzătoare elementelor din exteriorul regulatorului;

T_k — constantele de timp principale;

$T_{\gamma i}$ — constantele de timp principial necompensabile (mici). Într-o primă aproximare, cu totul admisibilă, se poate considera

$$\prod_{i=1}^{k}(1+sT_{\gamma i})=(1+sT_{\gamma 1})(1+sT_{\gamma 2})\dots(1+sT_{\gamma k})\cong 1+s(T_{\gamma 1}+ \\ +T_{\gamma 2}+\dots+T_{\gamma k}), \qquad (12-20)$$

termenii conținînd produse ale constantelor de timp mici avînd valori neglijabile. Dacă se notează

$$T_\Sigma=T_{\gamma 1}+T_{\gamma 2}+\dots+T_{\gamma k}, \qquad (12-21)$$

și se înlocuiesc în (12—19) relațiile (12—20) și (12—21) se obține:

$$Y_{ex}(s)=\frac{k_e}{(1+sT_\Sigma)\prod\limits_{k=1}^{n}(1+sT_k)}. \qquad (12-22)$$

Se demonstrează [12] că în varianta Kessler a criteriului modulului pentru a rezulta o acordare optimă (satisfacerea în cît mai bună măsură a relațiilor (12—16), (12—17) și (12—18)) este necesar ca funcția de transfer a regulatorului să aibă o expresie de forma:

$$Y_R(s)=\frac{\prod\limits_{k=1}^{n}(1+s\tau_k)}{s\tau_i}, \qquad (12-23)$$

unde τ_k și τ_i sînt constante de timp.
Parametrii care intervin în relația (12—23) trebuie să aibă valorile:

$$\tau_k=T_k, \qquad (12-24)$$

$$\tau_i=2k_eT_\Sigma. \qquad (12-25)$$

Un regulator *PI* ideal va avea funcția de transfer a unui element *PI* (11—33)

$$Y_{Ri}(s)=k_R\,\frac{1+T_i s}{T_i s}. \tag{12—26}$$

Identificînd (12—26) cu (12—23) pentru $n=1$ rezultă

$$\tau_i=\frac{T_i}{k_R}=2k_e T_\Sigma \text{ și } \tau_1=T_i. \tag{12—27}$$

Din (12—27) se obține:

$$k_R=\frac{T_i}{2k_e T_\Sigma}=\frac{1}{2k_e T_\Sigma}. \tag{12—28}$$

Aplicînd acum condițiile de acordare optimă (2—23), (2—24) și (2—25) ale variantei Kessler a criteriului modulului, funcția de transfer a sistemului deschis devine:

$$Y_d(s)=Y_R(s).Y_{ex}(s)=\frac{\prod_{k=1}^{n}(1+s\tau_k)}{s\tau_i}\cdot\frac{k_e}{(1+sT_\Sigma)\prod_{k=1}^{n}(1+sT_k)},$$

$$Y_d(s)=\frac{1}{2sT_\Sigma(1+sT_\Sigma)}. \tag{12—29}$$

Rezultă un pol în origine ceea ce asigură condiția (12—16) și o eroare staționară nulă pentru mărimea de intrare treaptă unitară $x_i=\sigma(t)=1$.

Dacă *funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului conține un pol în origine* avînd forma

$$Y_{ex}(s)=\frac{k_e}{s\prod_{k=1}^{n}(1+sT_k)\prod_{i=1}^{h}(1+sT_{\gamma i})},$$

atunci în locul expresiei aproximative (12—22) rezultă o expresie de forma:

$$Y_{ex}(s)=\frac{k_e}{s(1+sT_\Sigma)\prod_{k=1}^{n}(1+sT_k)}. \tag{12—30}$$

În acest caz funcția de transfer a regulatorului automat trebuie să aibă forma:

$$Y_R(s)=\frac{\prod_{k=1}^{n}(1+s\tau_k)}{\tau_i}, \tag{12—31}$$

în care parametrii τ_k și τ_i au valorile din (12—24) și (12—25). Se observă că în acest caz funcția de transfer a regulatorului nu conține un pol în origine. Analizînd în acest caz funcția de transfer a circuitului deschis se arată ușor că se obține aceeași expresie — relația (12—29).

Deci în ambele situații — în ipoteza reacției principale directe — funcția de transfer a sistemului închis va fi:

$$Y_0(s)=\frac{Y_d(s)}{1+Y_d(s)}=\frac{\dfrac{1}{2sT_\Sigma(1+sT_\Sigma)}}{1+\dfrac{1}{2sT_\Sigma(1+sT_\Sigma)}},$$

$$Y_0(s)=\frac{1}{2T_\Sigma^2s^2+2T_\Sigma s+1}. \qquad (12-32)$$

Din (12—32) se constată că realizînd acordarea regulatorului prin varianta Kessler a criteriului modulului se obține în ansamblu un sistem de ordinul al II-lea, indiferent de funcția de transfer $Y_{ex}(s)$.

Identificînd relația (12—32) cu funcția de transfer a unui element PT_2 (11—37) rezultă: $d_aT=T_\Sigma$; $2T_\Sigma^2=T^2$. Pentru factorul de amortizare d_a rezultă

$$d_a=\frac{T_\Sigma}{T}=\frac{T_\Sigma}{\sqrt{2}\,T_\Sigma}=\frac{1}{\sqrt{2}}=0{,}71.$$

Suprareglajul va fi

$$\sigma=\exp\left(-d_a\frac{\pi}{\sqrt{1-d_a^2}}\right)=0{,}043=4{,}3\%.$$

Pentru $d_a\cong0{,}7$ tipul de încadrare final (denumit uneori și durata regimului tranzitoriu) se determină cu formula

$$t_{if}=\frac{4{,}78}{\omega_n}=4{,}78\ \ T=4{,}78\cdot\sqrt{2}T_\Sigma=6{,}76T_\Sigma.$$

Aceste valori arată că performanțele tranzitorii ale sistemului proiectat sînt foarte bune.

Varianta Kessler a criteriului modulului se aplică foarte ușor, conduce imediat la tipul regulatorului automat și la valorile parametrilor regulatorului. Exemplele numerice care urmează ne vor lămuri aplicarea practică a acestei variante.

Aplicații

1. Reglarea curentului prin indusul unui motor de curent continuu cu excitație independentă se realizează după o schemă reprezentată în figura 12—5. Indusul se alimentează de la redresorul trifazat în punte *RP* comandat prin dispozitivul de comandă pe grilă *DCG*. *k* reprezintă bobina de filtrare, iar *f* este traductorul de curent.

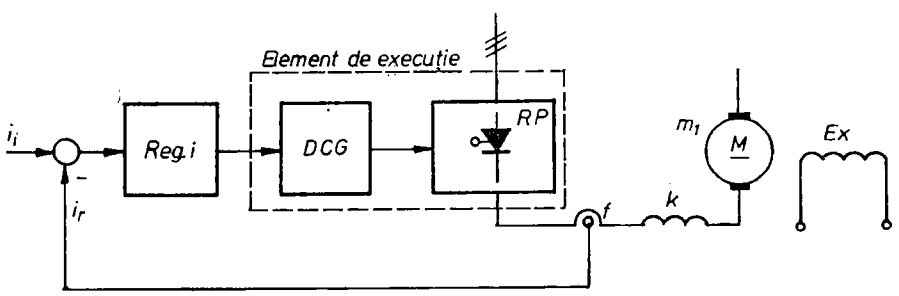


Fig. 12—5. Schemă de reglare automată a curentului unui motor de curent continuu.

Cunoscîndu-se:

— pentru circuitul indusului: $T_A = 62{,}6$ ms; $k_A = 6{,}80\ \Omega^{-1}$;

— pentru *DCG*: $k_D = 11{,}3$ grad/V;

— pentru circuitul de măsură: $T_f = 2{,}5$ ms; $k_f = 0{,}025$ V/A să se realizeze acordarea optimă a regulatorului.

Rezolvare. Redresorul este un element cu timp mort. Din [22] rezultă

$$T_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{q} \cdot \frac{1}{f},$$

unde q este numărul de pulsuri a conexiunii redresoare;

f — frecvența.

Deci

$$T_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{50} = 1{,}67 \cdot 10^{-3}\ \text{s} = 1{,}67\ \text{ms}.$$

Factorul de amplificare maxim a punții (la $\alpha = 90°$) este [22]:

$$k_p = \frac{\pi U_{di}}{180} = \frac{\pi \cdot 1{,}35\ U_2}{180} = \frac{3{,}14 \cdot 1{,}35 \cdot 200}{180} = 4{,}71\ \text{V/grd}.$$

Deci funcția de transfer a punții este

$$Y_p(s) = k_p e^{-sT_m}.$$

Conform celor enunțate în paragraful 11.5.4 elementul cu timp mort se înlocuiește cu un element PT_1 având funcția de transfer

$$Y_p(s) = \frac{k_p}{1 + sT_m}.$$

Dispozitivul de comandă pe grilă este un element proporțional cu factorul de amplificare k_D.

Circuitul de măsură se comportă ca un element PT_1.

În bucla de reglare a curentului motorul de c.c se comportă ca un element PT_1 cu funcția de transfer

$$Y_m(s) = \frac{k_A}{1 + sT_A}.$$

Funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului este de forma (12—19):

$$Y_{ex}(s) = k_D \cdot \frac{k_p}{1 + sT_m} \cdot \frac{k_A}{1 + sT_A} \cdot \frac{k_f}{1 + sT_f}.$$

Ținînd seama de teorema constantelor de timp mici rezultă:

$$T_1 = T_A = 62{,}6\ \text{ms}$$

$$T_\Sigma = T_m + T_f = 1{,}67 + 2{,}5 = 4{,}17\ \text{ms}.$$

Se observă că $T_\Sigma \ll T_1$; 4,17 ms $\ll$ 62,6 ms.

Deci funcția de transfer a circuitului exterior regulatorului se poate scrie:

$$Y_{ex}(s) = \frac{k_e}{(1 + sT_1)\ (1 + sT_\Sigma)},$$

cu $k_e = k_D \cdot k_p \cdot k_A \cdot k_f = 11{,}3 \cdot 4{,}71 \cdot 6{,}80 \cdot 0{,}025 = 9{,}05$.

Schema structurală este reprezentată în figura 12—6.

Conform (12—23) pentru $n = 1$, funcția de transfer a regulatorului este

$$Y_R(s) = \frac{1 + s\tau_1}{s\tau_i}.$$

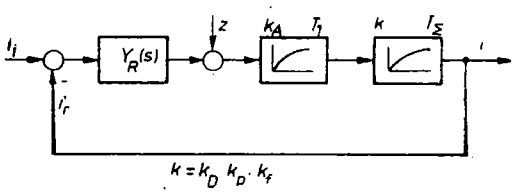


Fig. 12—6. Schema structurală.

Se observă că rezultă un regulator *PI* care conform (12—24), (12—25) și (12—28) are

$$\tau_1 = T_1 = 62{,}6 \text{ ms}$$

$$\tau_i = 2k_e T_\Sigma = 2 \cdot 9{,}05 \cdot 4{,}17 = 75{,}5 \text{ ms}$$

$$k_R = \tau_1 / 2k_e T_\Sigma = 62{,}6/2 \cdot 9{,}05 \cdot 4{,}17 = 0{,}83.$$

2. Poziția unghiulară a arborelui unui motor electric se reglează automat printr-o buclă de reglare care furnizează pentru elementele din exteriorul regulatorului următoarea funcție de transfer:

$$Y_{ex}(s) = \frac{k_M}{s(1+T_M s)\ (1+T_\Sigma s)} = \frac{k_e}{s(1+T_M s)\ (1+T_\Sigma s)}.$$

Cunoscîndu-se: $k_M = 0{,}7$; $T_M = 100$ ms; $T_\Sigma = 6{,}75$ ms, să se efectueze acordarea optimă a regulatorului.

Rezolvare. Aplicînd relația (12—31) pentru $n=1$, relațiile (12—24) și (12—25), se obține

$$Y_R(s) = \frac{1+\tau_1 s}{\tau_i};\ \tau_1 = T_1 = T_M = 100 \text{ ms};$$

$$\tau_i = 2k_e T_\Sigma = 2k_M T_\Sigma = 2 \cdot 0{,}7 \cdot 6{,}75 = 9{,}45 \text{ ms}.$$

Comparînd $Y_R(s)$ cu relația (11—35) se observă că rezultă un regulator *PD*.

Funcția de transfer a unui regulator *PD* ideal este (11—35)

$$Y_{Ri}(s) = k_R(1+T_d s).$$

Din $Y_R(s)$ și $Y_{Ri}(s)$ se obține:

$$T_d = \tau_1 = T_1 = T_M = 100 \text{ ms};$$

$$k_R = \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{2k_M T_\Sigma} = \frac{1}{2 \cdot 0{,}7 \cdot 6{,}75} = 0{,}11.$$

12.3.3. Criteriul simetriei

Acest criteriu a fost elaborat tot de C. K e s s l e r. Pentru a ilustra aplicarea acestui criteriu se consideră că funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului poate fi pusă sub forma:

$$Y_{ex}(s) = \frac{k_e}{(1+sT_1)\ (1+sT_\Sigma)} \cong \frac{k_e}{sT_1(1+sT_\Sigma)}, \qquad (12—33)$$

constanta de timp T_1 fiind suficient de mare pentru ca aproximarea din (12—33) să fie admisibilă.

Pentru funcția de transfer (12—33) criteriul simetriei recomandă să se determine astfel funcția de transfer a regulatorului încît pentru sistemul deschis să se obțină o funcție de transfer de forma:

$$Y_d(s) = \frac{1+s\tau_a}{s\tau_a\tau_b(1+sT_\Sigma)}, \qquad (12—34)$$

unde din condițiile de acordare optimală parametrii τ_a și τ_b au valorile:

$$\left.\begin{aligned}\tau_a &= 4T_\Sigma \\ \tau_b &= 2T_\Sigma\end{aligned}\right\}. \qquad (12—35)$$

Cu aceste valori relația (12—34) se scrie

$$Y_d(s)=\frac{1+4T_\Sigma s}{s^2 8T_\Sigma^2(1+sT_\Sigma)}. \qquad (12-36)$$

Pentru sistemul închis se obține imediat

$$Y_0(s)=\frac{Y_d(s)}{1+Y_d(s)}=\frac{1+4T_\Sigma s}{1+4T_\Sigma s+8T_\Sigma^2 s^2+8T_\Sigma^3 s^3}. \qquad (12-37)$$

Datorită prezenței polului de ordinul doi în origine în (12—36) sistemul obținut prin acordare optimă în raport cu criteriul simetriei va avea pentru un semnal de intrare în rampă unitară ($x_i=\sigma(t)=t.1(t)$) o eroare staționară nulă $\varepsilon_{st}=0$.

Procesul tranzitoriu este caracterizat de un suprareglaj mare

$$\sigma\%=43\%,$$

timpul de încadrare final rezultînd $t_{if}\cong 11T_\Sigma$.

Deoarece $Y_d(s)=Y_R(s)Y_{ex}(s)$

ținînd seama de (12—37) și (12—33) rezultă funcția de transfer a regulatorului

$$Y_R(s)=\frac{Y_0(s)}{Y_{ex}(s)}=\frac{1+4T_\Sigma s}{8T_\Sigma^2 s^2(1+T_\Sigma s)}\cdot\frac{sT_1(1+T_\Sigma s)}{k_e}=$$

$$\frac{1+4T_\Sigma s}{2k_eT_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_1}s}=\frac{1+4T_\Sigma s}{2k_eT_\Sigma\dfrac{\tau_a}{T_1}s}. \qquad (12-38)$$

Se obține deci un regulator *PI*.

Un regulator *PI* ideal va avea funcția de transfer a unui element PI (11—33)

$$Y_{Ri}(s)=k_R\frac{1+T_is}{T_is}. \qquad (12-39)$$

Identificînd (12—38) cu relația (12—23) pentru $n=1$ și cu funcția de transfer idealizată a regulatorului *PI* (12—39):

$$\frac{1+4T_\Sigma s}{2k_eT_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_1}s}=\frac{1+\tau_1 s}{\tau_i s}=k_R\frac{1+T_is}{T_is},$$

rezultă:

$$\tau_1=T_i=\tau_a=4T_\Sigma\ ; \qquad (12-40)$$

$$\tau_i=\frac{T_i}{k_R}=2k_eT_\Sigma\frac{\tau_a}{T_1}=2k_eT_\Sigma\frac{4T_\Sigma}{T_i}, \qquad (12-41)$$

adică

$$k_R=\frac{T_i}{2k_eT_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_i}}=\frac{4T}{2k_eT_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_i}}=\frac{1}{2k_eT_\Sigma}. \qquad (12-42)$$

Dacă se compară (12—25) cu (12—41) ținînd seama că de regulă $\frac{4T_\Sigma}{T_1}<1$

— constanta de timp T_1 fiind suficient de mare pentru a fi admisă aproximația din (12—33) — rezultă că folosirea criteriului simetriei determină o micșorare a valorii τ_i.

Observație: dacă $\frac{4T_\Sigma}{T_1} > 1$, atunci nu se aplică criteriul simetriei, acordarea optimă fiind efectuată pe baza criteriului modulului. În continuare vom analiza, pentru un exemplu, aplicarea practică a criteriului simetriei în varianta Kessler.

Aplicație. Reglarea turației unui motor de curent continuu cu excitație independentă cuprinde:

— motorul de c.c.;

— o buclă intermediară de reglare a curentului;

— circuitul de măsură a turației.

Se cunosc funcțiile de transfer ale elementelor, valorile factorilor de amplificare și ale constantelor de timp:

— pentru motor

$$Y_M(s) = \frac{k_M}{T_M s} \quad \text{cu} \quad k_M = 0{,}714 \frac{\text{rot/min}}{\text{A}}; \quad T_M = 102 \text{ ms};$$

pentru bucla intermediară (un element cu funcția de transfer $Y_i(s)$)

$$Y_i(s) = k_i \frac{1 + T_{fi} s}{1 + T_i s} \quad \text{cu} \quad k_i = 34{,}9 \ A/V; \quad T_{fi} = 2{,}5 \text{ ms}; \quad T_i = 8{,}34 \text{ ms};$$

— pentru circuitul de măsură a turației

$$Y_n(s) = \frac{k_T}{1 + T_{fn} s} \quad \text{cu} \quad k_T = 0{,}1 \frac{\text{V}}{\text{rot/min}}; \quad T_{fn} = 10 \text{ ms}.$$

Să se efectueze acordarea optimă a regulatorului.

Rezolvare. În buclă există o singură constantă de timp principială $T_1 = T_M = 102$ ms.

Suma constantelor de timp mici, principial necompensabile, din bucla de reglare a turației este

$$T_\Sigma = T_i + T_{fn} - T_{fi} = 8{,}34 + 10 - 2{,}5 = 15{,}84 \text{ ms}.$$

Semnul minus s-a considerat datorită componentei diferențiale $T_{fi}s$.

Deoarece $\frac{4T_\Sigma}{T_1} = \frac{4 \cdot 15{,}84}{102} = 0{,}622 < 1$ se poate aplica, pentru acordarea optimă a regulatorului, criteriul simetriei.

Conform cu (12—33) funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului poate fi pusă sub forma:

$$Y_{e\Sigma}(s) = \frac{k_e}{sT_1(1 + sT_\Sigma)} \quad \text{cu} \quad k_e = k_M \cdot k_i \cdot k_T.$$

Rezultă $k_e = 0{,}714 \cdot 34{,}9 \cdot 0{,}1 = 2{,}49$.

Valorile τ_1, τ_i și k_R ale regulatorului PI corespunzător criteriului simetric, conform (12—40), (12—41) și (12—42) sînt:

$$\tau_1 = 4T_\Sigma = 4 \cdot 15{,}87 = 63{,}48 \text{ ms};$$

$$\tau_i = 2k_e T_\Sigma \frac{4T_\Sigma}{T_1} = 2 \cdot 2{,}49 \cdot 15{,}84 \frac{4 \cdot 15{,}84}{102} = 49{,}19 \text{ ms};$$

$$k_R = \frac{T_1}{2k_e T_\Sigma} = \frac{102}{2 \cdot 2{,}49 \cdot 15{,}87} = 1{,}29.$$

12.3.4. Criterii integrale

Criteriile integrale se utilizează pentru aprecierea calității procesului tranzitoriu. Această apreciere se pune în evidență (a se vedea subcapitolul 9.2) prin anumiți indicatori de calitate: coeficientul de suprareglare (suprareglajul), abaterea maximă, gradul de amortizare, timpul de încadrare final etc.

Cu ajutorul criteriilor integrale nu se apreciază numai un anumit indicator de calitate al procesului tehnologic, ci calitatea acestui proces în ansamblu, considerîndu-se atît problema gradului de amortizare, cît și a timpului de încadrare final. Aplicînd criteriile integrale rezultă că un proces tranzitoriu are o calitate bună, dacă amortizarea oscilațiilor va fi intensă (grad de amortizare mare) și totodată dacă timpul de încadrare final va fi redus.

După cum s-a arătat deja, un proces tranzitoriu ideal — în care mărimea de ieșire x_e ar urmări fidel, fără nici o întîrziere, variațiile mărimii de intrare x_i — nu este posibil.

În cazul unui proces tranzitoriu ideal integrala

$$I_1=\int_0^\infty (x_i-x_e)\mathrm{d}t=\int_0^\infty \varepsilon \mathrm{d}t \qquad (12-43)$$

ar fi nulă. Ar rezulta că în permanență $x_i=x_e$ și prin urmare eroarea $\varepsilon=x_i-x_e=0$.

Un proces tranzitoriu real — în cursul căruia nu se respectă condiția $x_e=x_i$ — va fi cu atît mai apropiat de cel ideal deci va fi de o calitate cu atît mai bună, cu cît integrala I_1 (sau una analogă) va avea o valoare mai redusă.

Integralele de tipul I_1 (12—43) se utilizează numai pentru aprecierea calității proceselor tranzitorii aperiodice. Reprezentînd un asemenea proces (fig. 12—7) și presupunînd eroarea staționară $\varepsilon_{st}=x_i-x_{es}=0$, se constată că valoarea integralei I_1 este aria cuprinsă între curbele $x_i=\sigma(t)=1(t)$ și x_e. Această arie este pozitivă deoarece în permanență $x_i\geqslant x_e$ și $\varepsilon=x_i-x_e\geqslant 0$. Cu cît această arie este mai mică, deci cu cît integrala I_1 va avea o valoare mai redusă, cu atît procesul tranzitoriu va fi mai apropiat de cel ideal și deci calitatea sa va fi mai bună.

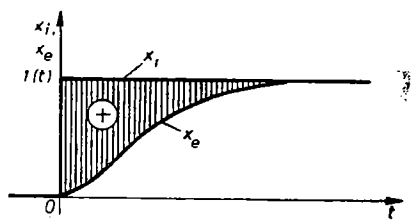


Fig. 12—7. Proces tranzitoriu aperiodic cu $\varepsilon_{st}=0$.

Dacă eroarea staționară $\varepsilon_{st}=x_i-x_{es}\neq 0$, valoarea integralei I_1 ar fi infinită. Din această cauză, pentru aprecierea calității proceselor tranzitorii aperiodice din sistemele de reglare cu $\varepsilon_{st}\neq 0$, se utilizează o integrală de forma

$$I_2=\int_0^\infty (x_{es}-x_e)\mathrm{d}t, \qquad (12-44)$$

a cărei valoare este reprezentată de aria cuprinsă între orizontala x_{es} și curba x_e (fig. 12—8).

Pentru aprecierea calității proceselor tranzitorii oscilante nu se mai pot utiliza integrale de forma I_1 sau I_2 deoarece apar arii cu semne diferite (fig. 12—9, în ipoteza $\varepsilon_{st}=0$). Datorită acestui fapt poate rezulta o valoare redusă a integralei, chiar dacă procesul tranzitoriu are o calitate nesatisfăcătoare.

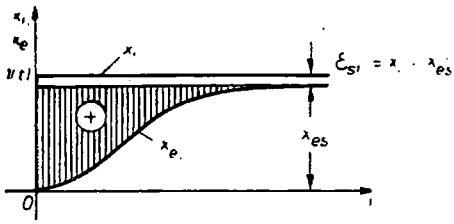


Fig. 12—8. Proces tranzitoriu aperiodic cu $\varepsilon_{st} \neq 0$.

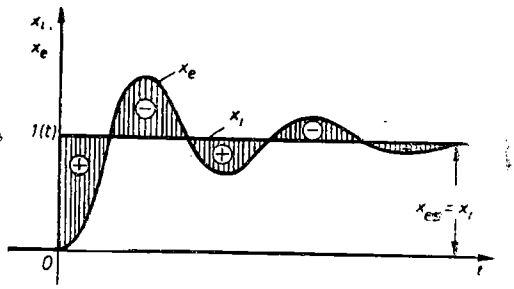


Fig. 12—9. Proces tranzitoriu oscilant.

Din această cauză pentru procesele oscilante se folosesc integrale absolute sau pătratice de forma:

$$I_3 = \int_0^\infty |x_{es} - x_e| \, dt, \tag{12—45}$$

respectiv

$$I_4 = \int_0^\infty (x_{es} - x_e)^2 dt. \tag{12—46}$$

În aceste integrale nu mai intervine semnul diferenței $x_{es} - x_e$ și deci există o corespondență între calitatea procesului tranzitoriu și valoarea integralei. Integralele I_3 și I_4 pot fi utilizate și pentru aprecierea calității proceselor tranzitorii aperiodice.

Introducînd o condiție limitativă pentru valoarea integralei, de forma:

$$I_3 < A \text{ sau } I_4 < A$$

unde A este o valoare impusă, se poate asigura o calitate dorită procesului tranzitoriu.

Pe lîngă integralele I_3 și I_4 se mai utilizează și alte tipuri de integrale a căror prezentare depășește însă obiectul acestui curs.

În cazul simplu al sistemelor liniare valoarea integralei I_4 se poate calcula pornind de la funcția de transfer $Y(s)$ a sistemului închis în raport cu mărimea de intrare x_i. Considerînd variabili unul sau doi parametri ai regulatorului, se obține expresia integralei I_4 funcție de acești parametri. Dacă se presupune, pentru simplitate, un singur parametru variabil τ al regulatorului, se obține I_4 (τ).

Valoarea optimă τ_{opt} a parametrului τ va fi cea care minimizează expresia integralei I_4, întrucît valorii minime a integralei îi corespunde cea mai bună calitate a procesului tranzitoriu în condițiile date.

Minimizarea integralei I_4 corespunde fizic faptului că procesul tranzitoriu se apropie de un anumit aspect dorit. Din

$$dI_4(\tau)/d\tau = 0$$

se obține valoarea τ_{opt} pentru care $I_4(\tau)$ are valoarea minimă.

În comparație cu varianta Kessler a criteriului modulului, criteriile integrale au dezavantajul că nu permit și determinarea tipului de regulator necesar. Determinarea parametrilor optimi ai regulatorului ales necesită calcule laborioase. Criteriile integrale pot fi însă utilizate și pentru acordarea optimă a regulatoarelor pentru procese lente.

12.4.1. Structura regulatoarelor

Funcțiile regulatorului în cadrul unui *SRA* au fost deja prezentate în capitolul 11. În subcapitolul precedent s-a analizat problema structurii și acordării optimale a parametrilor în funcție de scopul urmărit prin automatizarea respectivă și de funcția de transfer a obiectului reglat. S-a ajuns la concluzia că în majoritatea cazurilor sînt necesare variante ale regulatorului *PID* (proporțional — integral — diferențial). În continuare ne vom ocupa de realizarea practică a acestor regulatoare, care sînt regulatoare electronice.

Principalele elemente componente ale unui regulator electronic sînt arătate în figura 12—10.

Comportarea statică și dinamică a unui regulator se ajustează prin montarea amplificatorului conținut în regulator. Ca amplificator în regulator se utilizează astăzi în mod obișnuit amplificatoare de tensiune continuă denumite *amplificatoare operaționale*. Acestea sînt caracterizate prin: reacție inversă, amplificare mare, erori neînsemnate (abatere, derivă etc.), rezistență de intrare mare și rezistență de ieșire mică.

Schema echivalentă a unui amplificator operațional necuplat este reprezentată în figura 12—11. Pentru coeficientul de amplificare al amplificatorului necuplat și neîncărcat rezultă

$$A = -\frac{e}{u}.$$

Tensiunea u este diferența față de nul a tensiunilor notate la intrare cu + și — (tensiunea de intrare diferență). Semnul minus ia în considerare inversarea polarității (defazarea cu 180°) tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare diferență. Dacă se definește un amplificator ideal fără eroare (abatere, derivă etc.) cu proprietățile:

$A = \infty$, independent de frecvență;

$R_e > 0$; $R_a = 0$,

atunci curentul de intrare în amplificator este nul și tensiunea de intrare diferență este în domeniul de lucru egală cu zero, ceea ce înseamnă că ambele intrări au același potențial.

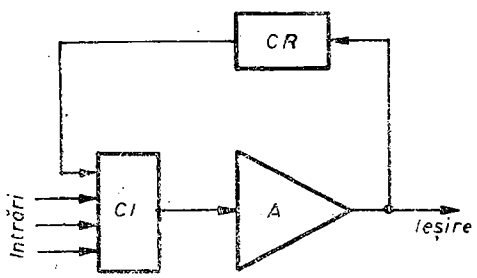


Fig. 12—10. Schema principală a unui regulator electronic:

A — amplificator; *CR* — circuit de reacție; *CI* — circuit de însumare.

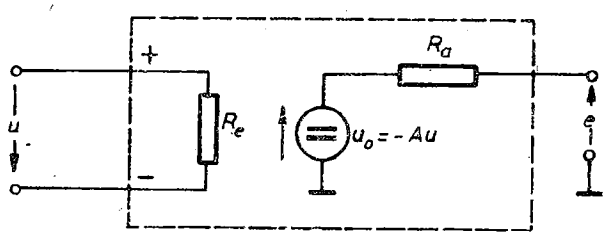


Fig. 12—11. Schema echivalentă a unui amplificator operațional necuplat.

În aceste ipoteze, pentru reacția inversă din figura 12—12 (amplificatorul este reprezentat printr-un simbol triunghiular notat cu A) rezultă:

$$i_1 + i_r = 0;$$

$$i_1 = \frac{u_1}{R_0};\quad i_r = \frac{e}{R_r}.$$

Cu acestea pentru factorul de amplificare k rezultă

$$k = -\frac{e}{u_1} = \frac{R_r}{R_0}. \tag{12—47}$$

Factorul de amplificare este dat deci de raportul dintre rezistența de reacție și rezistența de intrare.

Dacă se înlocuiesc rezistențele prin impedanțele operaționale Z_0 și Z_r, rezultă funcția de transfer

$$Y(s) = -\frac{E(s)}{U(s)} = \frac{Z_r(s)}{Z_0(s)}. \tag{12—48}$$

Înlocuind în (12—48) $s = j\omega$ se obține răspunsul la frecvență a schemei respective; se pot astfel trasa caracteristicile de frecvență ale schemelor de amplificatoare operaționale.

Dacă tensiunile de intrare și de ieșire au niveluri de tensiune diferite, acestea trebuie luate în considerație la calculul caracteristicilor de frecvență. În formă raportată rezultă

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{Z_r}{Z_0} \cdot \frac{U_{1N}}{E_{1N}}.$$

În general în schemele de regulatoare se lucrează pentru toate mărimile analogice cu un semnal normalizat (± 10V) încît $U_{1N} = E_{1N} = 10$V și deci raportarea lipsește.

Pentru schema din figura 12—13, avînd în vedere că un amplificator ideal are curentul de intrare nul, rezultă

$$i_1 + i_2 + i_r = 0;$$

$$\frac{u_1}{R_{01}} - \frac{u_2}{R_{02}} + \frac{e}{R_r} = 0 \text{ de unde } \frac{e}{R_r} = -\left(\frac{u_1}{R_{01}} + \frac{u_2}{R_{02}}\right)$$

adică

$$e = -\left(\frac{R_r}{R_{01}} u_1 + \frac{R_r}{R_{02}} u_2\right).$$

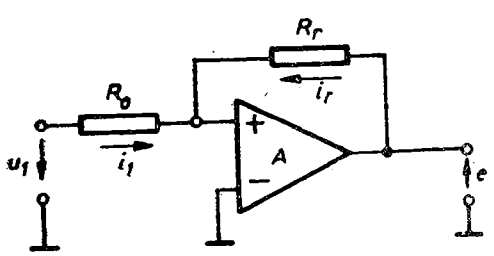


Fig. 12—12. Reacția inversă a unui amplificator operațional.

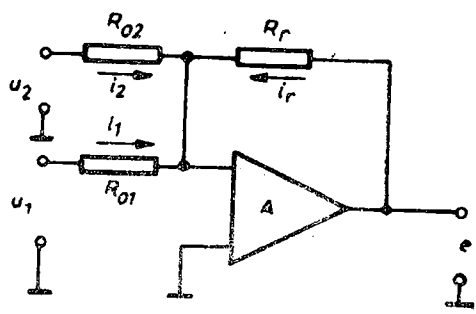


Fig. 12—13. Circuit de însumare.

Dacă se înlocuiesc pentru factorii de amplificare valorile: $k_1 = R_r/R_{01}$; $k_2 = R_r/R_{02}$ se obține

$$e = -(k_1 u_1 + k_2 u_2). \qquad (12-49)$$

Rezultă că s-a obținut o schemă cu care se pot realiza adunări respectiv scăderi, deci un circuit de însumare.

Vom vedea în continuare cum prin modificarea impedanțelor de reacție Z_r și de intrare Z_0 se pot obține circuite integratoare și de diferențiere.

Înainte de aceasta să ne oprim puțin asupra realizării practice a amplificatorului regulatorului.

12.4.2. Amplificatorul regulatorului

În prezent în toate țările se utilizează *sisteme unificate de automatizare* care au posibilitatea aplicării la orice proces tehnologic fără modificări esențiale. Din această cauză aceste sisteme au o structură funcțională și constructivă modulară. Aceasta permite acoperirea unui larg domeniu de aplicații cu un număr limitat de blocuri funcționale și constructive. Semnalul de intrare și ieșire al acestor blocuri este standardizat și unificat, ceea ce asigură o interconectare comodă. Gama de variație a semnalului unificat precum și tipul de semnal unificat (curent sau tensiune) diferă de la o firmă constructoare la alta. Totuși majoritatea sistemelor unificate pentru procese rapide au semnalul unificat de tensiune, iar pentru procese lente semnal unificat de curent.

În țara noastră se construiesc sisteme unificate I.E.A. cu semnal unificat 2...10 mA (c.c.) pentru procese lente și sisteme UNIDIN cu semnal 0...$\pm$10V (c.c.) pentru procese rapide.

După cum s-a arătat elementul de bază al regulatorului este *amplificatorul.* Acesta este realizat fie din elemente discrete (în principal tranzistoare și rezistențe) fie sub formă de circuit integrat monolitic (de exemplu amplificatorul integrat β741, în asimilare la Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — IPRS Băneasa). Amplificatorul din sistemul unificat UNIDIN este descris în [39]. În prezent în instalațiile automatizate construite în țara noastră se utilizează amplificatorul de tip AR (fig. 12—14), fabricat în mod curent la Întreprinderea Electrotehnica București.

Amplificatorul *AR* este construit pe bază de tranzistoare complementare npn — pnp cu siliciu (BC 107B și BC 177B produse de IPRS). Amplificatorul (fig. 12—14) constă din două etaje diferențiale cu tranzistoare în montajul cu emiterul comun și cu rezistență comună de emiter, cu cuplaj direct, urmate de un etaj repetor cu tranzistoare complementare. Alimentarea se face simetric față de masă (*OV*), cu tensiunile stabilizate $\pm$24V. Intrările i_1 și i_2 sînt simetrice în raport cu masa. Semnalul de ieșire este nul în raport cu masa, dacă semnalele de intrare sînt nule. Toate tensiunile se introduc deci în raport cu „bara de potențial nul", care străbate întregul dispozitiv de reglare. Schema permite deci legarea în cascadă a mai multor amplificatoare și alimentarea lor în paralel de la o sursă comună.

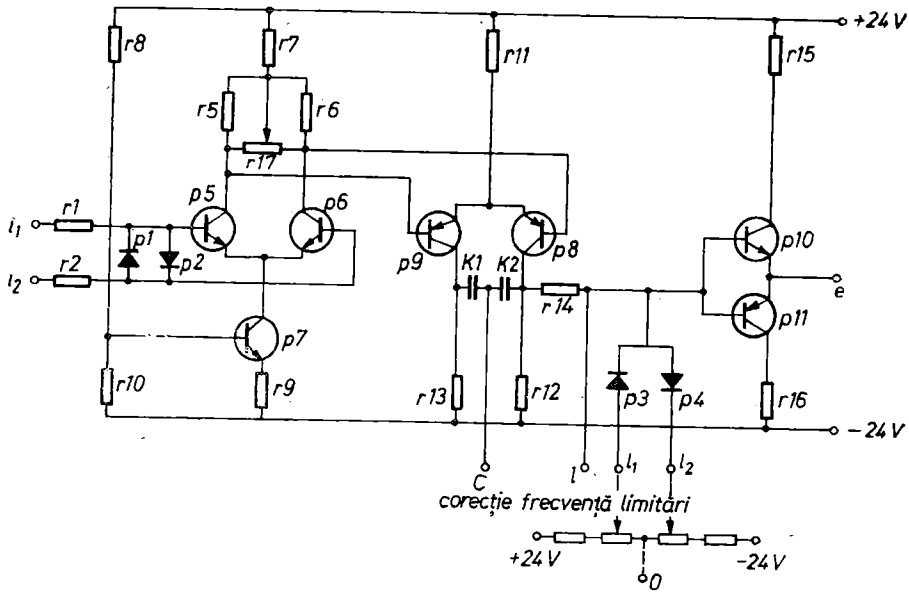


Fig. 12—14. Schema amplificatorului pentru regulatoare *AR*.

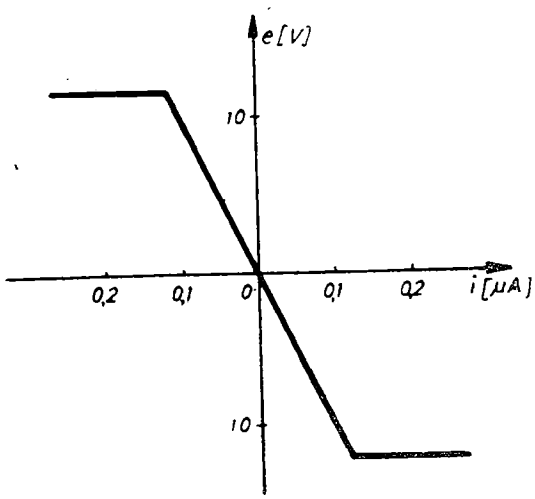


Fig. 12—15. Caratceristica amplificatorului pentru regulatoare *AR*.

În figura 12—15 este reprezentată variația potențialului de ieșire a amplificatorului în funcție de curentul de comandă. Panta acestei caracteristici este o măsură a amplificării și are dimensiunea unei rezistențe, „rezistență de transfer" a amplificatorului:

$$R_{tr} = \left| \frac{\Delta_e}{\Delta_i} \right| \geqslant 100\text{M}\Omega. \qquad (12-50)$$

Deriva termică (deplasarea punctului de zero, respectiv translatarea orizontală a caracteristicii din figura 12—15) este sub 0,01 μA/°C.

La o rezistență de intrare tipică de 20 kΩ și o variație a temperaturii mediului ambiant de ±10°C, rezultă o abatere staționară de reglare datorită derivei termice de ±2 mV. O creștere a rezistenței de intrare nu este de dorit deoarece duce la o creștere a efectului derivei termice. Dacă se lucrează cu semnalul unificat de 10V, corespunzînd de exemplu turației maxime reglate, aceasta înseamnă o abatere de numai ±0,2%. În cazul unei game de reglare a turației de 1:100, aceeași abatere raportată la turația minimă din gamă, reprezintă ±2%.

Semnalul de ieșire este de min. −10...0...+10 V pe o rezistență de sarcină de min. 1 kΩ.

Prin intermediul bornelor l, l_1, l_2 se pot limita potențialele de saturație la valori dorite.

Schema poate funcționa fie cu intrare simetrică între intrările i_1 și i_2, fie cu intrare numai între borna i_1 și masă (de obicei) fără ca aspectul caracteristicii din figura 12—15 să se modifice (din motive de simetrie, borna i_2 se leagă în acest caz la masă prin intermediul unei rezistențe egale cu cea a semnalului de intrare pe i_1). Această funcționare se explică prin aceea că în primul etaj tranzistorul *p7* are o polarizare constantă pe bază prin divizorul *r8—r10*, menținînd constant curentul de emiter și practic și cel de colector, deci suma curenților prin *p5* și *p6*. Orice variație a curentului prin *p5* atrage după sine o variație identică, dar de sens opus, a curentului prin *p6*, chiar dacă *p6* nu este comandat de la borna i_2.

12.4.3. Circuite de intrare ale regulatoarelor

Pentru *circuitul de însumare a semnalelor de intrare* s-a adoptat o schemă ca cea explicată în figura 12—13 (fig. 12—16).

Schema realizează scăderea curenților de referință și de măsură: $i_\Delta = i^* - i$. Rezistențele R^*_0 și R_0 permit adaptarea la nivelul tensiunilor u^* și u. Dacă se lucrează la același nivel normalizat (de exemplu ± 10V), $R^*_0 = R_0$ și $i_\Delta = u_\Delta / R_0$. O valoare tipică după cum s-a arătat, este 20 kΩ.

De multe ori semnalele de intrare și în special tensiunea u de pe traductoare conțin armonici de tensiune (de exemplu la tahogeneratoare ondulațiile datorate colectorului, nesimetriilor magnetice, bătăilor mecanice; la traductorul de curent ondulația curentului datorită pulsurilor de redresare). Pentru filtrarea acestor armonici se prevăd *circuite de filtrare* (fig. 12—17). Tensiunea de intrare în amplificator este practic nulă. Notînd cu $\frac{1}{sC_f}$ impedanța operațională a condensatorului*, rezultă:

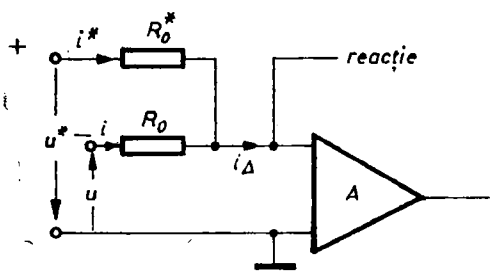


Fig. 12—16. Însumarea semnalelor de intrare în regulator.

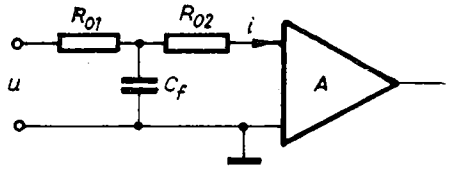


Fig. 12—17. Circuit de filtrare.

* Reamintim că *impedanțele operaționale* se pot obține simplu din *impedanțele complexe* prin înlocuirea $j\omega = s$.

Exemple: $R \to Z_R = R \to Z_R(s) = R$;

$L \to Z_L = j\omega L \to Z_L(s) = sL$;

$C \to Z_C = 1/j\omega C \to Z_C(s) = 1/sC$.

$$\frac{I(s)}{U(s)}=\frac{1}{R_0}\cdot\frac{1}{1+sT_f},\ \text{cu}\ T_f=\frac{R_{01}R_{02}}{R_{01}+R_{02}}C_f \qquad (12-51)$$

și $$R_0=R_{01}+R_{02}.$$

Avînd în vedere că în lipsa filtrului (respectiv a condensatorului C_f) funcția de transfer respectivă ar fi fost $1/R_0$, rezultă un factor de atenuare al unei armonici de pulsație ω_ν:

$$K_\nu=\frac{1}{\sqrt{1+\omega_\nu^2T_f^2}}\cong\frac{1}{\omega_\nu T_f}\ \text{că}\ (\omega_\nu T_f)^2\gg 1. \qquad (12-52)$$

Dacă dorim, de exemplu, să reducem armonica de 300 Hz de 10 ori, trebuie ca $2\pi 300T_f=10$ deci $T_f=5{,}3$ ms.

Prin conectarea în cascadă a două filtre cu $T_f=5{,}3$ ms, armonica de 300 Hz se reduce de 100 ori la un $T_s=10{,}6$ ms. Cu un singur filtru ar fi fost necesar $T_f=53$ ms (de $5\times T_s$) pentru a obține același efect.

Uneori este de dorit să se introducă pe lîngă un curent proporțional cu semnalul de intrare și un curent adițional, proporțional cu derivata acestuia, deci o acțiune proporțional — diferențială *PD*. În acest caz se lucrează cu o schemă ca cea reprezentată în figura 12—18.

Funcția de transfer a circuitului, considerînd că tensiunea de intrare în amplificator este practic nulă, rezultă imediat

$$\frac{I(s)}{U(s)}=\frac{1}{R_0}(1+sT_0),\ \text{unde}\ T_0=R_0C_0. \qquad (12-53)$$

Circuitul din figura 12—19 îmbină proprietățile circuitului de derivare cu cele ale circuitului de filtrare.

Funcția de transfer este în acest caz

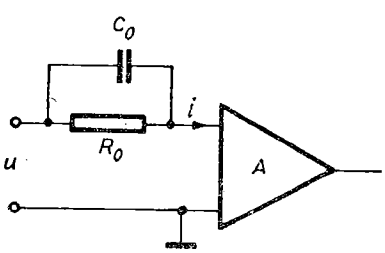


Fig. 12—18. Circuit de intrare *PD*.

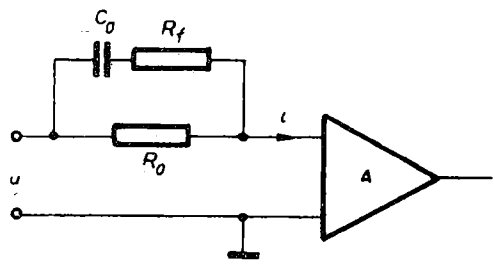


Fig. 12—19. Circuit de intrare *PD* cu filtru.

$$\frac{I(s)}{U(s)}=\frac{1}{R_0}\cdot\frac{1+sT_d}{1+sT_f},\ \text{unde}\ T_d=T_0+T_f, \qquad (12-54)$$

$$T_0=R_0C_0\ \text{și}\ T_f=R_fC_0.$$

S-a insistat asupra variantelor circuitelor de intrare în regulatoare, deoarece majoritatea acestora sînt folosite în diferite aplicații industriale din țara noastră.

12.4.4. Circuite de reacție ale regulatoarelor

Circuitele de reacție ale regulatoarelor determină în mod hotărîtor comportarea dinamică a acestora. În practică circuitele de reacție se realizează sub forma circuitelor în T. Pentru sistemul unificat care se fabrică la Întreprinderea Electrotehnica circuitele de reacție sînt cazuri particulare ale schemelor reprezentate în figura 12—20.

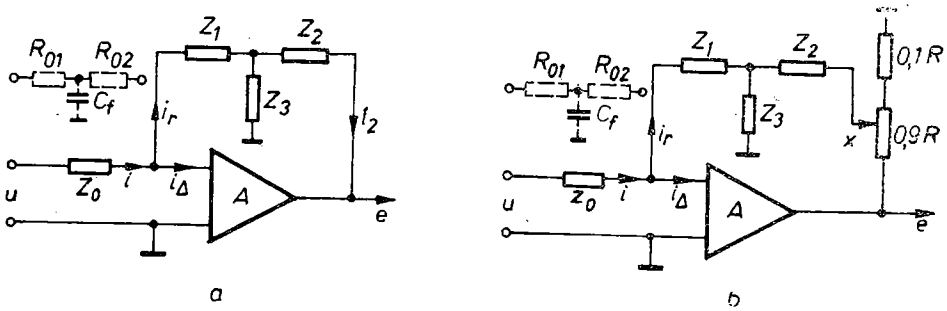


Fig. 12—20. Schema generală a regulatoarelor uzuale:

a — cu elemente fixe; *b* — cu ajustabilitatea factorului de amplificare k_R.

Avînd în vedere factorul de amplificare foarte mare al amplificatorului și curentul $i_\Delta = i - i_r$ foarte redus care îl comandă, rezultă $i_\Delta \cong 0$, $i_r = i$ (i_r are sensul din figură, deoarece amplificatoarele operaționale inversează semnul, după cum rezultă și din fig. 12—15). În continuare, pentru a nu complica relațiile, se va renunța la semnul minus în expresiile funcțiilor de transfer.

Pentru schema din figura 12—20, *a* rezultă:

$$I(s) = \frac{U(s)}{Z_0(s)} = I_r(s) = \frac{Z_3(s)}{Z_1(s)+Z_3(s)} I_2(s) =$$

$$= \frac{Z_3(s)}{Z_1(s)+Z_3(s)} \cdot \frac{Z_3(s)E(s)}{\dfrac{Z_1(s)Z_3(s)}{Z_1(s)+Z_3(s)} + Z_2(s)}.$$

Funcția de transfer a regulatorului este

$$Y_R(s) = \frac{E(s)}{U(s)} = \frac{Z_1(s)Z_2(s)+Z_2(s)Z_3(s)+Z_3(s)Z_1(s)}{Z_0(s)Z_3(s)}. \qquad (12-55)$$

Pentru varianta desenată punctat

$$Y_R(s) = \frac{Z_1(s)Z_2(s)+Z_2(s)Z_3(s)+Z_3(s)Z_1(s)}{R_0\, Z_3(s)} \cdot \frac{1}{1+sT_f}, \qquad (12-56)$$

unde R_0 și T_f au valorile din expresiile (12—51).

Pentru schema din figura 12—20, *b* rezultă analog

$$Y_R(s) = \frac{E(s)}{U(s)} = \frac{1}{x} \frac{Z_1(s)Z_2'(s)+Z_2'(s)Z_3(s)+Z_3(s)Z_1(s)}{Z_0(s)\, Z_3(s)}, \qquad (12-57$$

cu $Z_2'(s) = Z_2(s) + x(1-x)R, \qquad (12-58)$

unde $x(1-x)R \leqslant 0{,}25\ R$ reprezintă rezistența internă a divizorului potențiometric de pe reacție. În blocurile de reglare actuale $R \cong 5{,}2$ kΩ, încît rezistența internă este de maxim 1,3 kΩ, o valoare destul de redusă, care de obicei se poate neglija. În varianta desenată punctat, rezultă similar

$$Y_R(s) = \frac{1}{x} \cdot \frac{Z_1(s)Z_2'(s)+Z_2'(s)Z_3(s)+Z_3(s)Z_1(s)}{R_0 Z_3(s)} \cdot \frac{1}{1+sT_f}, \qquad (12-59)$$

unde R_0 și T_f au valorile din expresiile (12—51).

În continuare se vor prezenta tipurile principale de regulatoare sub formă de cazuri particulare ale schemelor din figura 12—20 și ale relațiilor (12—55) ... (12—59). Pentru ușurința scrierii impedanțele operaționale se vor nota simplu prin Z.

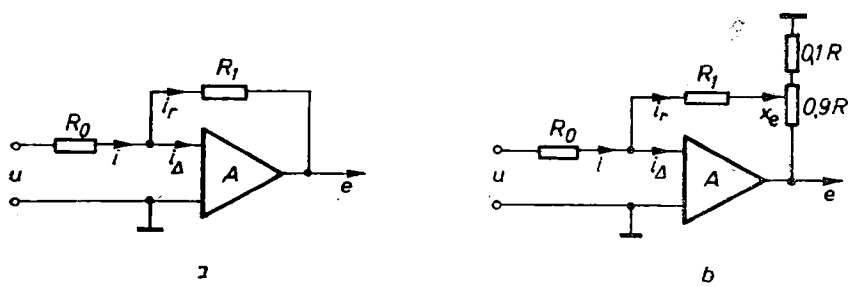
Regulator P (proporțional)

Pentru schema din figura 12—21, *a*:

$$Y_R(s) = k_R = \frac{R_1}{R_0}, \qquad (12-60)$$

iar pentru schema din figura 12—21, *b*:

$$Y_R(s) = k_R = \frac{1}{x} \cdot \frac{R_1 + x(1-x)R}{R_0} \cong \frac{1}{x} \cdot \frac{R_1}{R_0}. \qquad (12-61)$$



a b

Fig. 12—21. Regulator *P* (proporțional):
$Z_0 = R_0$; $Z_1 = R_1$; $Z_2 = 0$; $Z_3 = \infty$.

Regulatorul *P* are factorul de amplificare constant la o ajustare dată a potențiometrului de reacție.

Regulator P cu filtru

Pentru schema din figura 12—22, *a*, cu:

$$Z_0 = R_0,\ Z_1 = \frac{R_1}{1+sR_1C_f},\ Z_2 = 0,\ Z_3 = \infty,$$

rezultă funcția de transfer

$$Y_R(s) = k_R \frac{1}{1+sT_f}, \text{ în care } k_R = \frac{R_1}{R_0} \text{ și } T_f = R_1C_f. \qquad (12-62)$$

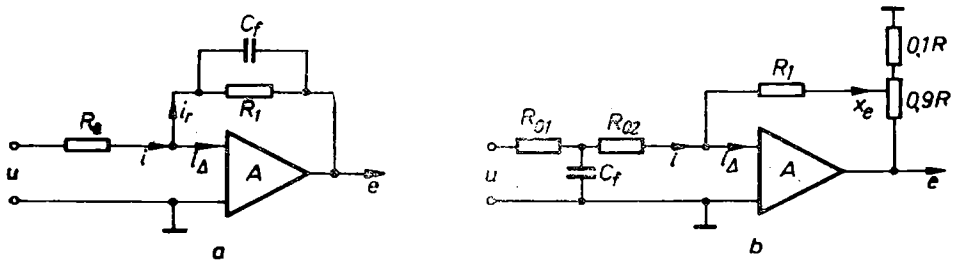


Fig. 12—22. Regulator P cu filtru.

Pentru schema din figura 12—22, *b*, cu: $Z_1=R_1$, $Z_2=0$, $Z_3=\infty$ se obține funcția de transfer

$$Y_R(s)=k_R\frac{1}{1+sT_f},\ \text{unde}\ k_R=\frac{1}{x}\frac{R_1+x(1-x)R}{R_0}$$

iar

$$T_f=\frac{R_{01}R_{02}}{R_{01}+R_{02}}C_f. \tag{12—63}$$

Regulator PD (proporțional-diferențial)

Pentru a nu amplifica prea mult componentele parazite de frecvență ridicată, în regulatorul PD se prevede un filtru (fig. 12—23).

În schema din figura 12—23, *a*

$$Z_0=\frac{R_0(R_f+1/sC_0)}{R_0+R_f+1/sC_0}=R_0\frac{1+sR_fC_0}{1+s(R_0+R_f)C_0};\quad Z_1=R_1;$$

$$Z_2=0;\quad Z_3=\infty.$$

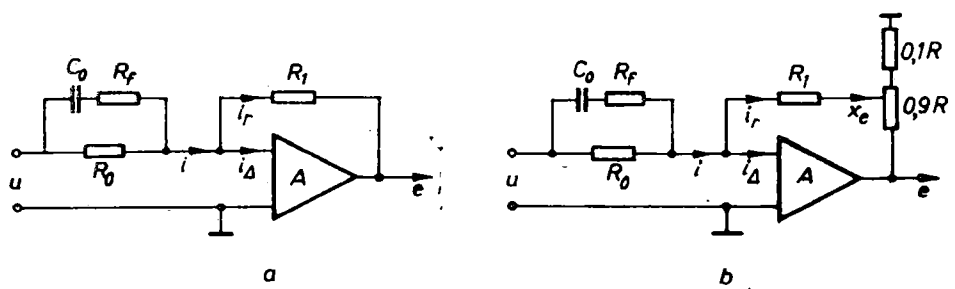


Fig. 12—23. Regulator PD cu filtru, varianta serie.

Cu aceste valori rezultă funcția de transfer

$$Y_R(s)=k_R\frac{1+sT_d}{1+sT_f},\ \text{în care}\ T_d=(R_0+R_f)C_0,$$

$$T_f=R_fC_0\ \text{și}\ k_R=\frac{R_1}{R_0}. \tag{12—64}$$

Pentru schema din figura 12—23, *b* se obține aceeași funcție de transfer (12—64), dar cu

$$k_R = \frac{1}{x}\,\frac{R_1 + x(1-x)R}{R_0} \cong \frac{1}{x}\,\frac{R_1}{R_0}. \qquad (12-65)$$

Regulator I (integral)

Pentru schemele din figura 12—24: $Z_0 = R_0$; $Z_1 = \frac{1}{sC_1}$;

$Z_2 = 0$; $Z_3 = \infty$.

Pentru schema din figura 2—24, *a*:

$$Y_R(s) = \frac{1}{s\tau_i}, \text{ cu } \tau_i = R_0 C_1. \qquad (12-66)$$

Pentru schema din figura 2—24, b:

$$Y_R(s) = \frac{1}{s\tau_i}(1 + st_1), \qquad (12-67)$$

cu $\tau_i = xR_0C_1$ și $t_1 = x(1-x)RC_1 \leqslant 1{,}25\ C_1$ (ms) (μF). (12—68)

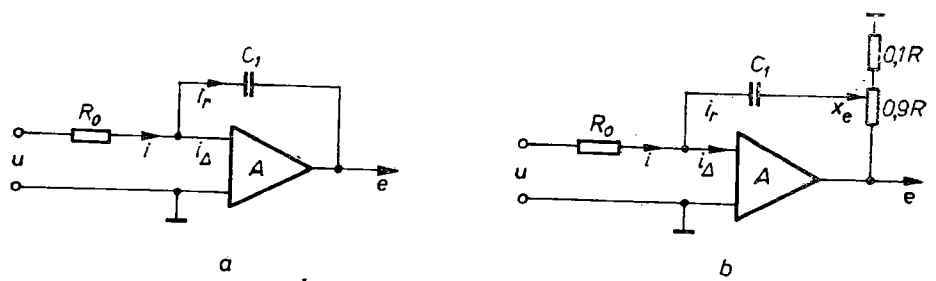


Fig. 12—24. Regulator *I* (integral).

Dacă deranjează elementul de anticipație $(1+st_1)$, acesta poate fi compensat printr-un filtru pe intrare, ca în figura 12—17 cu constanta de timp după (12—51) egală cu t_1.

Regulator PI (proporțional-integral)

La acest tip de regulator

$$Z_0 = \frac{R_0}{1+sR_0C_0};\ Z_1 = \frac{1}{sC_1};\ Z_2 = 0;\quad Z_3 = \infty.$$

Pentru schema din figura 12—25, *a* rezultă

$$Y_R(s) = \frac{1+s\tau_i}{s\tau_i} = k_R\left(1 + \frac{1}{sT_i}\right), \qquad (12-69)$$

cu $\tau_i = R_0C_1$ (ca la regulatorul *I*), (12—69, a)

$$k_R = \frac{\tau_1}{\tau_i} = \frac{C_0}{C_1} \quad \text{și} \quad T_i = k_R\,\tau_i = \tau_1 = R_0C_0. \qquad (12-69, b)$$

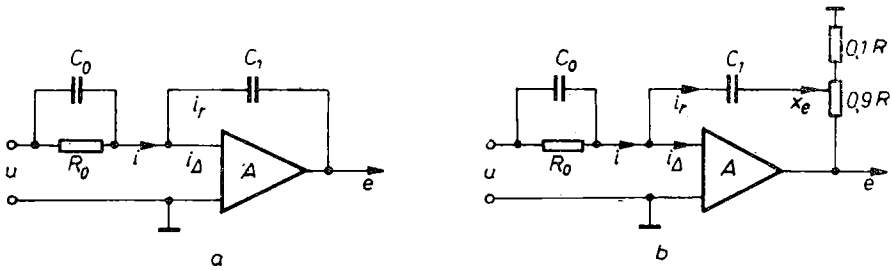


Fig. 12—25. Regulator *PI* (proporțional-integral).

În cazul schemei din figura 12—25, *b* se obține

$$Y_R(s)=\frac{1+s\tau_1}{s\tau_i}(1+st_1)=k_R\left(1+\frac{1}{sT_i}\right)(1+st_1), \qquad (12-70)$$

cu

$$\tau_i=xR_0C_1 \text{ (ca la regulatorul } I) \qquad (12-70, a)$$

$$k_R=\frac{\tau_1}{\tau_i}=\frac{1}{x}\frac{C_0}{C_1},\quad T_i=k_R\tau_i=\tau_1=R_0C_0. \qquad (12-70, b)$$

și

$$t_1=x(1-x)RC_1\leqslant 1{,}25\ C \qquad (12-70, c)$$

(ms) (μF)

Și în acest caz, dacă elementul de anticipație $(1+st_1)$ deranjează, se poate compensa ca în cazul regulatorului *I*.

Regulator PID (proporțional-integral-diferențial) cu filtru

Din cauza componentelor parazite de frecvență ridicată, amplificate de componenta *D* a regulatorului, se consideră de la început existența unui filtru (fig. 12—26).

Pentru acest tip de regulator

$$Z_0=R_0\frac{1+sR_fC_0}{1+s(R_0+R_f)C_0};\quad Z_1=R_1;$$

$$Z_2=\frac{1}{sC_1} \text{ și } Z_3=yR_3.$$

Funcția de transfer va fi

$$Y_R(s)=\frac{(1+s\tau_i)\ (1+s\tau_2)}{s\tau_i}\frac{1}{1+sT_f}=$$

$$=k_R\left(1+\frac{1}{sT_i}+sT_d\right)\frac{1}{1+sT_f}, \qquad (12-71)$$

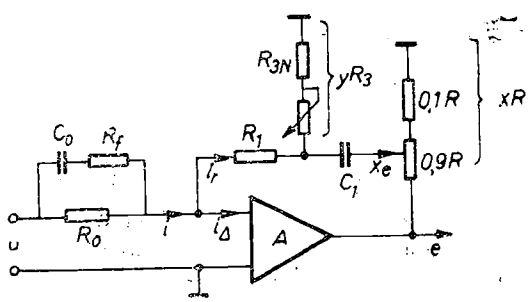


Fig. 12—26. Regulator *PID* (proporțional-integral-diferențial), varianta serie, cu filtru.

cu $\tau_i=xR_0\gamma C_1;\quad T_f=R_fC_0;$ (12—71, a)

$$\tau_1=R_1\gamma C_1\left[1+\frac{x(x-1)R}{\gamma R_1}\right.;\quad \tau_2=(R_0+R_f)C_0; \qquad (12-71, b)$$

$$k_R = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_i} = \frac{1}{x} \frac{R_1\left[1 + \frac{x(x-1)R}{\gamma R_1}\right] + (R_0 + R_f)\frac{C_0}{C_1}}{R_0}; \qquad (12-71,c))$$

$$T_i = k_R \tau_i = \tau_1 + \tau_2; \quad T_d = \frac{\tau_1 \tau_2}{k_R \tau_i}, \qquad (12-71,d)$$

$$\gamma = \frac{yR_3}{R_1 + yR_3}. \qquad (12-71)$$

APLICAȚII

1. Pentru aplicația 1 de la paragraful 12.3.2, aplicînd optimizarea regulatorului după criteriul modulului, a rezultat un regulator *PI* avînd: $\tau_1 = T_1 = 62{,}6$ ms; $\tau_i = 75{,}5$ ms. Să se determine valorile elementelor regulatorului unificat.

Rezolvare. Se alege un amplificator al regulatorului de tip *AR* (construit la Întreprinderea Electrotehnica). Schema regulatorului *PI*, varianta serie, este reprezentată în figura 12—25, *a*. Se determină valorile elementelor schemei folosind relațiile 12—69, *a* și *b*.

Pentru încărcarea nominală a traductorului de curent se alege $R_0 = 20\ k\Omega$. În acest caz rezultă:

$$C_1 = \frac{\tau_i}{R_0} = \frac{75{,}5 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 20^3} = 3{,}77 \cdot 10^{-6}\ F \cong 3{,}8\ \mu F;$$

$$C_0 = \frac{\tau_1}{R_0} = \frac{62{,}6 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^3} = 3{,}13 \cdot 10^{-6}\ F \cong 3{,}2\ \mu F.$$

2. Pentru aplicația 2 de la paragraful 12.3.2, aplicînd optimizarea după criteriul modulului, a rezultat un regulator *PD* avînd: $\tau_1 = T_1 = T_M = 100$ ms; $\tau_i = 9{,}45$ ms. Mărimea măsurată se introduce în regulator printr-un filtru avînd constanta de timp $T_f = 3$ ms. Să se determine valorile elementelor regulatorului unificat.

Rezolvare. Schema regulatorului *PD* cu filtru, varianta serie, este reprezentată în figura 12—23, *a*. Se determină valorile elementelor schemei folosind relațiile 12—64. Se alege $R_0 = 20$ kΩ. În acest caz rezultă:

$$\begin{cases} T_d = \tau_1 = (R_0 + R_f)C_0 \\ T_f = R_f C_0. \end{cases}$$

Rezolvînd sistemul se obține:

$$C_0 = \frac{T_d - T_f}{R_0} = \frac{(100-3) \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^3} = 4{,}85 \cdot 10^{-6}\ F \cong 5 \mu F;$$

$$R_f = \frac{T_f}{C_0} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-6}} = 0{,}6 \cdot 10^3 = 0{,}6\ k\Omega.$$

3. Pentru aplicația de la paragraful 12.3.3, aplicînd optimizarea regulatorului conform criteriului simetriei, a rezultat un regulator PI cu următoarele date: $\tau_1 = 63{,}48$ ms; $\tau_i = 49{,}19$ ms. Să se determine valorile elementelor regulatorului unificat.

Rezolvare. Schema regulatorului *PI*, varianta serie, este reprezentată în figura 12—25, *a*. Utilizînd relațiile 12—69, *a* și *b* și alegînd $R_0 = 10$ kΩ, se obține:

$$C_1 = \frac{\tau_i}{R_0} = \frac{49{,}19 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 4{,}919 \cdot 10^{-6}\ F \cong 5\ \mu F;$$

$$C_0 = \frac{\tau_1}{R_0} = \frac{63{,}48 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 6{,}348 \cdot 10^{-6}\ F \cong 6{,}5\ \mu F.$$

13. PRINCIPII DE REALIZARE A SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ

13.1. REGLAREA AUTOMATĂ A UNEI SINGURE MĂRIMI

13.1.1. Considerații generale

În sistemele de reglare automată pe lîngă reglarea mărimii principale (de exemplu turația motorului de acționare) este necesară și limitarea automată a unuia sau mai multor parametri auxiliari (de exemplu curentul de pornire și frînare a motorului).

Prin aceste limitări se asigură protejarea instalației (de exemplu a motorului și transmisiei mecanice) împotriva unor suprasolicitări de natură mecanică (cuplu, accelerație), termică (încălzire motor), electrică (i și di/dt pentru comutația motorului). Cazul clasic este acela al reglării turației cu limitarea curentului motorului.

Principalele procedee prin care se realizează „reglarea cu limitare" sînt: reglarea convergentă, paralelă și în cascadă.

13.1.2. Reglarea convergentă

În cadrul acestui tip de reglare printr-o comutare în circuitul de intrare a regulatorului se asigură trecerea de la reglarea parametrului principal la limitarea parametrului auxiliar. În figura 13—1 este ilustrată reglarea convergentă a turației și curentului unui motor de curent continuu.

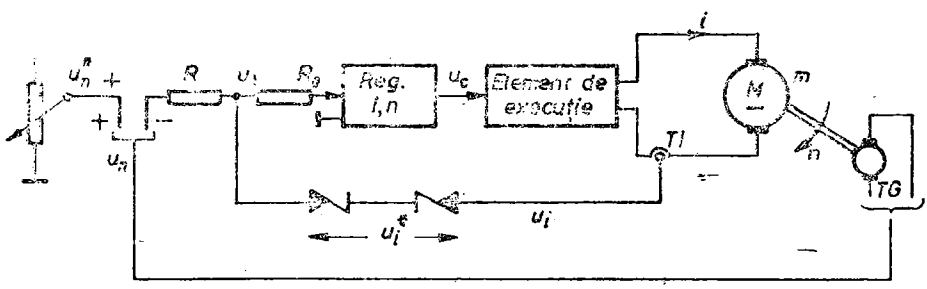


Fig. 13—1. Reglarea convergentă a turației și curentului unui motor de curent continuu.

Atît timp cît valoarea tensiunii de ieșire u_t a traductorului de curent TI nu iese în afara limitelor constituite de pragurile diodelor Zener, $\pm u_t^*$, acestea sînt blocate, astfel că tensiunea u de la intrarea regulatorului este proporțională cu abaterea de turație:

$$u = \frac{R_0}{R+R_0}(u_n^* - u_n). \qquad (13-1)$$

Dacă în procesul tranzitoriu, de exemplu la o comandă bruscă de creștere a turației, curentul prin indusul motorului crește și tensiunea traductorului

TI depășește pragul diodei Zener, aceasta se deschide și tensiunea u devine proporțională cu abaterea de curent:

$$u = u_i^* - u_i, \qquad (13-2)$$

cu condiția ca rezistența internă a traductorului să fie mică față de R.

În locul diodelor Zener se pot utiliza diode normale pretensionate (fig. 13—2). Schema cu diode normale oferă posibilitatea ajustării în limite largi a pragurilor de limitare.

Formarea abaterii de turație se poate realiza fie prin comparație de tensiuni (fig. 13—1 și 13—2), fie prin comparație de curenți (fig. 13—3). În cazul comparației de curenți

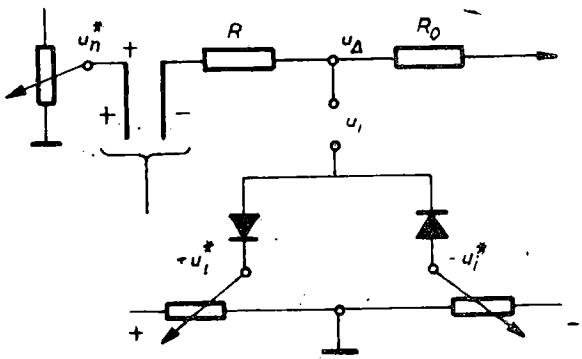


Fig. 13—2. Circuit cu diode normale pretensionate pentru reglarea convergentă.

$$u = \frac{R_0}{R + R_0(1 + R/R^*)} \cdot \left(u_n^* \frac{R}{R^*} - u_n \right). \qquad (13-3)$$

Regulatorul unic al turației și curentului se acordează pentru mărimea mai critică, adică curentul motorului, compensînd constanta de timp a elementului de execuție și constanta electromagnetică de timp a indusului motorului. În circuitul de reglare a turației, constanta electromecanică de timp a motorului rămîne necompensată, înglobîndu-se deci în suma constantelor de timp mici, necompensate, încît răspunsul este lent. Din acest motiv, reglarea convergentă se recomandă în situațiile în care între cele două mărimi reglate nu există practic nici o constantă de timp; acesta este cazul reglării t.e.m. a motorului de c.c. cu limitarea fluxului (curentului de excitație).

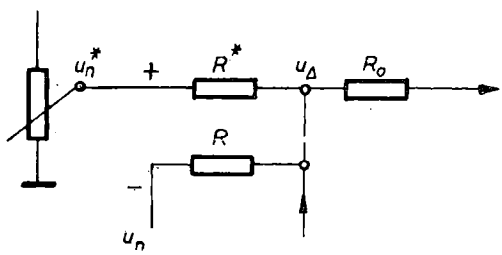


Fig. 13—3. Circuit de formare a mărimii de intrare în regulator prin comparație de curenți.

13.1.3. Reglarea paralelă

La reglarea paralelă fiecărei mărimi reglate i se asociază cîte un regulator (fig. 13—4). Ieșirile regulatoarelor sînt cuplate printr-un circuit-poartă cu diode, astfel încît să lucreze în fiecare moment regulatorul potrivit. Fiecare circuit de reglare poate fi optimizat separat. Pentru a se obține rezultate, optime cu un regulator de turație *PID*, este necesar să nu existe mai mult de două constante de timp mari, ceea ce se realizează — în cazul motorului de c.c. — prin alimentarea sa pe indus de la redresoare comandate (element de

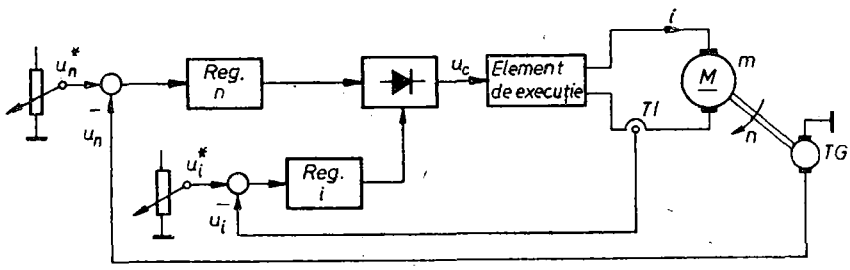


Fig. 13—4. Reglarea paralelă a curentului și turației unui motor de curent continuu.

execuție neinerțial). În afară de această situație, timpul de răspuns al circuitului de reglare a turației nu este determinat de suma constantelor de timp mici, principial necompensabile, ci de constanta sau constantele de timp mari, rămase necompensate.

Acest procedeu de reglare se aplică la variatoarele de turație în gamă largă pentru avansurile mașinilor-unelte (reglarea turației cu limitarea curentului), redresoarele și generatoarele de încărcare a bateriilor de acumulatoare (reglarea tensiunii cu limitarea (curentului) etc.

13.1.4. Reglarea în cascadă

Instalațiile tehnologice au de multe ori o structură complexă care determină prezența mai multor constante de timp în funcția de transfer, corespunzătoare prezenței mai multor elemente care provoacă întîrzieri în transmiterea semnalelor. După cum s-a dedus din paragraful 12.3.2, prin acordarea optimă pe baza criteriului modulului în varianta Kessler, constantele de timp importante se elimină datorită termenilor de la numărătorul funcției de transfer a regulatorului, rezultînd pentru sistemul deschis și închis funcțiile de transfer (12—29) și respectiv (12—32), care nu mai depind decît de suma constantelor de timp mici, principial necompensabile, T_Σ.

Regulatoarele tipizate, studiate deja, nu pot asigura însă decît eliminarea a cel mult două constante de timp importante, regulatorul tipizat cu funcția de transfer cea mai complicată fiind regulatorul *PID*. Dacă funcția de transfer a elementelor din exteriorul regulatorului $Y_{ex}(s)$ conține mai mult de două constante de timp importante la numitor, eliminarea lor ar necesita un regulator cu o funcție de transfer mai complicată decît a regulatorului *PID*, deci cu o structură mai complexă decît a acestuia.

În practică nu se adoptă pentru regulatoarele trifazate structuri și legi mai complicate decît ale regulatorului *PID* ci se recurge la principiul reglării în cascadă.

În cazul reglării în cascadă se utilizează mai multe regulatoare trifazate, însă totodată partea din exteriorul regulatorului este împărțită în mai multe porțiuni între care se transmit anumite mărimi intermediare: fiecare mărime intermediară este reglată de un regulator tipizat suplimentar, regulatorul destinat mărimii de ieșire x_e a sistemului existînd ca în orice sistem de reglare.

În figura 13—5 este reprezentată schema reglării în cascadă a curentului și turației unui motor de curent continuu; valoarea impusă a curentului este dată chiar de tensiunea de ieșire a regulatorului turației. Prin limitarea acestei tensiuni sau prin saturația proprie a regulatorului se asigură limitarea curentului motorului.

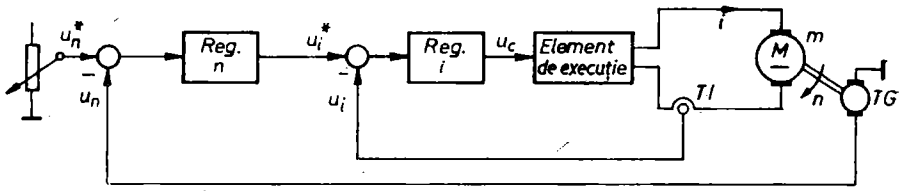


Fig. 13—5. Reglarea în cascadă a curentului și turației unui motor de curent continuu.

Reglarea în cascadă nu este limitată la două circuite (bucle de reglare). În figura 13—6 este reprezentată reglarea în cascadă a poziției, turației și curentului unui motor de curent continuu.

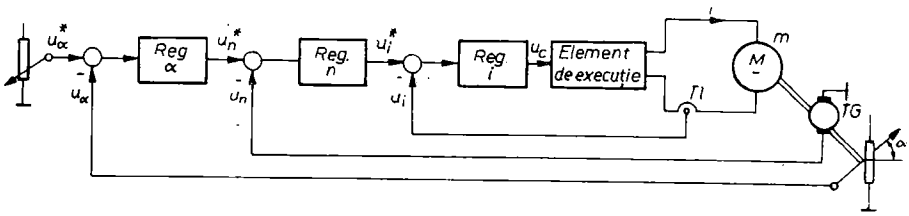


Fig. 13—6. Reglarea în cascadă a curentului, turației și poziției unui motor de curent continuu

În cazul schemelor de reglare în cascadă, acordarea optimă începe cu bucla interioară. Considerăm o schemă structurală de reglare în cascadă (fig. 13—7, care este de fapt schema structurală a sistemului din figura (13—6)). Prin acordarea optimă — aplicînd criteriul modulului în varianta Kessler — bucla interioară *1* va avea o funcție de transfer de forma (12—32):

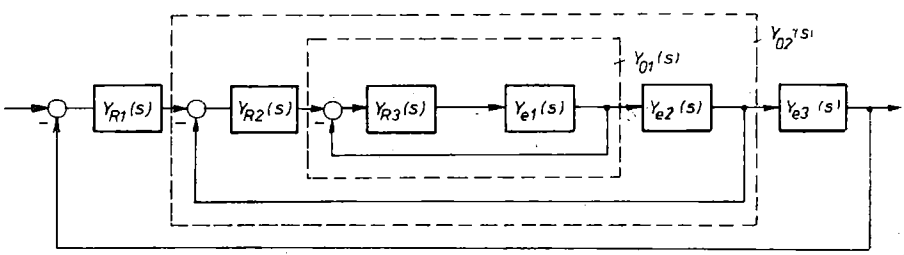


Fig. 13—7. Schema structurală a unei reglări în cascadă.

$$Y_{01}(s) = \frac{1}{1+2T_{\Sigma 1}s+2T_{\Sigma 1}^2 s^2}, \qquad (13-4)$$

unde $T_{\Sigma 1}$ este suma constantelor de timp mici din bucla *1*. Deoarece $T_{\Sigma 1} \ll 1$, se poate neglija ultimul termen de la numitor, rezultînd cu aproximație:

$$Y_{01}(s) \cong \frac{1}{1+2T_{\Sigma 1}s}. \qquad (13-5)$$

Întreaga buclă interioară 1 intervine în bucla *2*, imediat următoare spre exterior, ca un element echivalent inerțial cu funcția de transfer (13—5).

În acordarea optimă a buclei *2* va trebui deci să se înglobeze valoarea $2T_{\Sigma_1}$ în suma constantelor de timp mici $T_{\Sigma 2}$ din bucla *2*. În mod analog se efectuează acordarea optimă a buclei *2*, ca rezultat obținîndu-se un element echivalent cu funcția de transfer aproximativă:

$$Y_{02}(s) \cong \frac{1}{1+2T_{\Sigma_2}s}, \qquad (13-6)$$

care este inclus în bucla *3*, imediat următoare spre exterior, introducînd în suma constantelor mici $T_{\Sigma 3}$, din această buclă, o componentă egală cu $2T_{\Sigma 2}$.

Folosind deci criteriul modulului pentru acordarea optimă, fiecare buclă va introduce numai o componentă suplimentară a sumei constantelor de timp mici, fără a introduce și vreo constantă de timp importantă.

În unele cazuri, pentru acordarea optimă a regulatorului uneia dintre bucle se utilizează criteriul simetriei, iar la celelalte este folosit criteriul modulului.

Reglarea în cascadă are următoarele însușiri importante:

— permite, pe lîngă reglarea mărimii principale, limitarea mărimilor auxiliare;

— fracționează funcția de transfer a elementului de execuție și procesului în porțiuni, în așa fel încît fiecărui regulator i se repartizează o singură sau cel mult două constante de timp importante, ceea ce face ca optimizarea să se poată realiza cu regulatoare simple, de tip *PID* sau de obicei variante mai simple ale acestuia;

— spre deosebire de reglarea convergentă nu există comutări disruptive ale circuitelor de reglare, ceea ce asigură suprareglări mai reduse;

— permite o sistematizare a operațiilor de acordare optimală a regulatoarelor, atît la proiectare cît și la punerea în funcțiune a instalațiilor, prin tratarea succesivă a circuitelor de reglare, începînd cu cel interior: circuitul de reglare subordonat și optimizat intervine în circuitul de reglare imediat superior ca un simplu element inerțial cu constantă de timp mică, după cum s-a arătat anterior.

Un avantaj important al reglării în cascadă este faptul că o asemenea reglare simultană a mai multor mărimi conduce la o reducere însemnată a duratei procesului de reglare, îndeosebi dacă mărimile intermediare răspund mai repede decît mărimea de ieșire x_e la perturbările care acționează asupra instalației tehnologice. În acest caz, la aplicarea unei mărimi perturbatoare nu mai este necesar să treacă intervalul de timp pînă cînd mărimea de ieșire x_e își schimbă valoarea, ci sistemul intră în acțiune după un interval de timp mai scurt, în care valoarea mărimii intermediare se modifică, datorită perturbației; intră astfel în acțiune regulatorul suplimentar respectiv și deci întregul sistem de reglare. Din această cauză, la alegerea mărimilor intermediare — pentru realizarea schemei de reglare în cascadă — trebuie să se țină seama de rapiditatea cu care diversele mărimi din cadrul instalației tehnologice răspund la perturbări. Pe de altă parte, mărimile intermediare se aleg și din considerente tehnice, legate de posibilitatea instalării traductoarelor pentru măsurarea mărimilor respective spre a fi transmise regulatoarelor suplimentare.

13.2. REGLAREA AUTOMATĂ A DOUĂ SAU MAI MULTE MĂRIMI

Pînă acum s-au considerat sistemele de reglare automată în care era influențată numai o mărime variabilă în timp. Adesea se întîlnesc instalații la care trebuie reglate două sau mai multe mărimi. Asemenea sisteme se denumesc *sisteme de reglare multiple*. Ca exemple putem enumera (fig. 13—18):

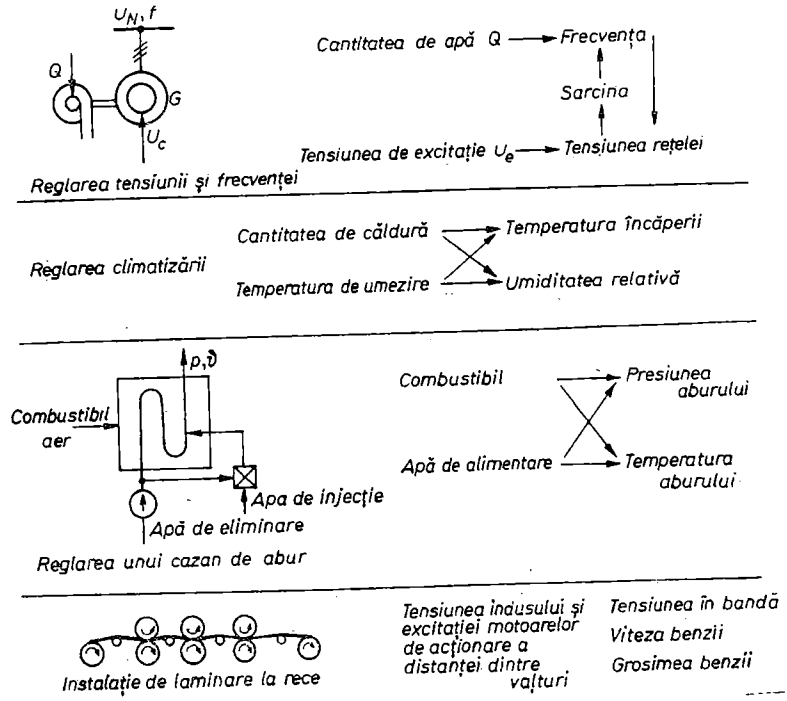


Fig. 13—8. Explicativă.

a) Reglarea unui hidroagregat (turbină și generator), pe o rețea proprie, la care trebuie reglată frecvența și tensiunea. Mărimile de intrare sînt poziția ventilului (sau paletelor) ceea ce înseamnă debitul Q al turbinei și tensiunea de excitație u_e a generatorului. Între aceste mărimi există o oarecare cuplare ca urmare a faptului că tensiunea de excitație depinde de viteză (legea inducției electromagnetice) iar sarcina este dependentă de tensiune.

b) Reglarea temperaturii și umidității unei instalații de climatizare. Aerul este adus mai întîi la o anumită temperatură de umezire și saturat cu vapori (punctul de rouă). În continuare aerul este încălzit la temperatura dorită; astfel se reglează o anumită umiditate relativă prin temperatura finală și temperatura de umezire.

c) Reglarea presiunii și temperaturii unui cazan de abur. Mărimile de intrare sînt amestecul combustibil-aer și cantitatea apei de alimentare respectiv a apei de injecție. Procesul conține o foarte puternică cuplare; există greutăți deosebite prin efectele de durată și dependența puternică a parametrilor procesului față de sarcină.

d) Reglarea grosimii benzii și turației unui tren de laminoare la rece. Toate mărimile de intrare și de reglare sînt cuplate între ele în mod complicat.

La prima vedere s-ar părea că, în cazul mai multor mărimi reglate, am putea considera mai multe circuite de reglare succesive. În general lucrurile stau altfel.

Presupunem că există n mărimi x_{e1}, x_{e2}, ..., x_{en} de reglat. Pentru modificarea lor există n căi (direcții) cu mărimile de intrare (de referință) corespunzătoare x_{i1}, x_{i2}, ..., x_{in}. Se alege mărimea de intrare x_i astfel încît să influențeze mărimea reglată x_e într-un anumit mod dorit. Pe baza naturii procesului de

reglare dat, o modificare a lui x_i nu aduce în general altor mărimi reglate schimbările dorite, deoarece chiar prin legăturile din interiorul procesului acțiunea mărimii de referință x_i este transmisă în mai mică sau mai mare măsură tuturor mărimilor reglate și nu numai mărimii reglate corespondente x_e.

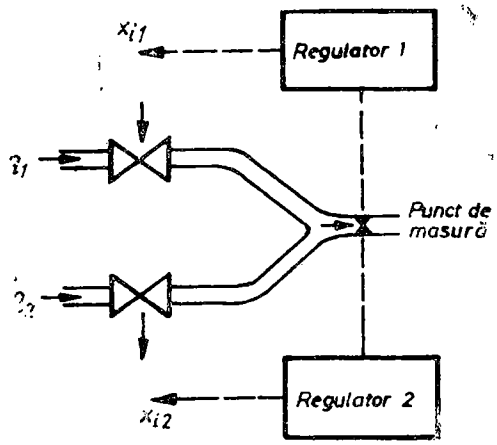


Fig. 13—9. Amestecul a două lichide.

Un exemplu simplu ne va fi util în acest sens. Se consideră un amestec de două lichide schițat în figura 13—9. Temperaturile lor ϑ_1 și ϑ_2 sînt date și $\vartheta_1<\vartheta_2$. Scurgerea poate fi influențată prin pozițiile x_{i1} și x_{i2} ale ventilelor. Mărimile reglate care trebuie menținute la valori constante sînt cantitatea de amestec q și temperatura amestecului ϑ. Acestea trebuie comandate prin pozițiile x_{i1} și x_{i2} ale ventilelor x_{i1} (poziția ventilului corespunzător lichidului mai rece) ar putea corespunde temperaturii ϑ.

S-ar putea alege x_{i1} astfel încît creșterea lui x_{i1}, prin închiderea ventilului corespondent, să aibă drept urmare creșterea lui ϑ. În schimb x_{i2} se alege astfel încît mărimea lui x_{i2} corespunde deschiderii ventilului corespondent.

Pentru starea de funcționare rezultă ecuațiile

$$\begin{aligned}\Delta\vartheta &= K_{11}\Delta x_{i1}+K_{12}\Delta x_{i2},\\ \Delta q &= -K_{21}\Delta x_{i1}+K_{22}\Delta x_{i2},\end{aligned} \tag{13—7}$$

unde K_{ik} sînt numere pozitive. Dacă $\Delta x_{i1}>0$, se micșorează cantitatea din primul lichid și cantitatea totală scade, $\Delta\vartheta>0$ deoarece s-a micșorat cantitatea de lichid mai rece. În mod corespunzător se poate raționa pentru $\Delta x_{i2}>0$.

Acum putem cerceta comportarea în timp a sistemului. Starea ventilelor își produce efectul asupra temperaturii după un timp mort. Dacă l_1 și l_2 sînt distanțele de la ventil la punctul de măsură iar v_1 și v_2 vitezele lichidelor, rezultă timpii morți $T_{m1}=l_1/v_1$ și $T_{m2}=l_2/v_2$. Mai intervine un element PT_1 prin care se poate descrie cu aproximație procesul de amestec. Rezultă relațiile

$$\begin{aligned}\Delta\vartheta &= K_{11}\frac{e^{-T_{m1}s}}{1+T_1 s}\Delta x_{i1}+K_{12}\frac{e^{-T_{m2}s}}{1+T_2 s}\Delta x_{i2},\\ \Delta q &= -K_{21}\Delta x_{i1}+K_{22}\Delta x_{i2},\end{aligned} \tag{13—8}$$

unde $K_{ik}>0$. Parametrii pot fi determinați principial astfel ca Δx_{i1} și Δx_{i2} să acționeze ca un semnal în treaptă.

Ecuațiile (13—8) sînt de forma generală

$$\begin{aligned}X_{e1}(s) &= Y_{11}(s)X_{i1}(s)+Y_{12}(s)X_{i2}(s),\\ X_{e2}(s) &= Y_{12}(s)X_{i1}(s)+Y_{22}(s)X_{i2}(s).\end{aligned} \tag{13—9}$$

Important este faptul că *fiecare din cele două mărimi de intrare acționează asupra fiecăreia din cele două mărimi reglate.* Prin aceasta se precizează cuplarea sistemului.

Dacă această interdependență se reprezintă sub forma unei scheme structurale se obține imaginea din figura 13—10. Aici primul indice este numărul mărimii de ieșire, iar cel de-al doilea numărul mărimii de intrare.

O altă reprezentare a sistemului de ecuații (13—9) ne conduce la diagrama logică de semnal din figura 13—11.

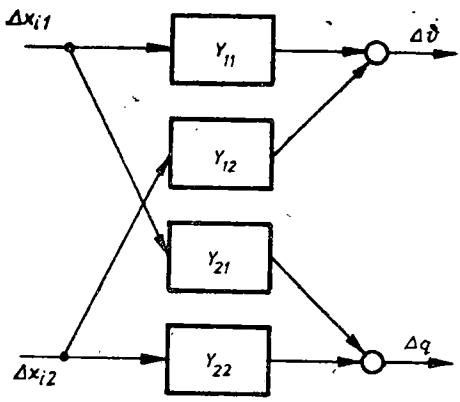


Fig. 13—10. Schema structurală pentru amestecul a două lichide.

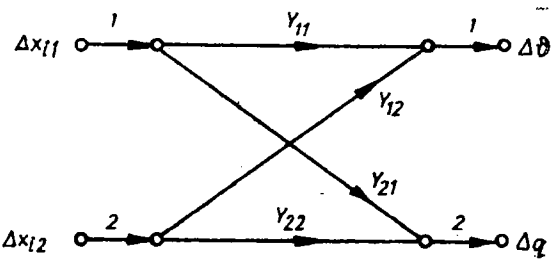


Fig. 13—11. Diagrama logică de semnal pentru amestecul a două lichide.

O structură generală a unui sistem linear cuplat este descrisă de ecuațiile

$$\begin{aligned} X_{e1} &= Y_{11}X_{i1} + Y_{12}X_{i2} + \ldots + Y_{1n}X_{in}, \\ X_{e2} &= Y_{21}X_{i1} + Y_{22}X_{i2} + \ldots + Y_{2n}X_{in}, \\ &\vdots \\ X_{en} &= Y_{n1}X_{i1} + Y_{n2}X_{i2} + \ldots + Y_{nn}X_{in}. \end{aligned} \qquad (13-10)$$

$X_{ik} = X_{ik}(s)$ sînt transformatele Laplace ale mărimilor de intrare;

$X_{ej} = X_{ej}(s)$ — transformatele Laplace ale mărimilor reglate, iar

$Y_{kj} = Y_{kj}(s)$ este funcția de transfer care transmite acțiunea lui

x_{ik} asupra lui X_{ej}.

Sistemul (13—10) poate fi scris desigur sub formă matriceală. Problemele de sinteză și stabilitate a acestor sisteme de reglare depășesc obiectul prezentului curs.

13.3. ECHIPAMENTE UNIFICATE ROMÂNEȘTI DE REGLARE

După cum am mai arătat în echipamentele de reglare automată complexe se folosesc, în majoritatea cazurilor, *sisteme de reglare unificate.*

În țara noastră a fost conceput, realizat și aplicat un sistem unificat de reglare pentru acționări electrice și nu numai pentru acestea, denumit UNIDIN [39].

În prezent la Întreprinderea Electrotehnica (IET) se produc echipamente modulare cu semiconductoare de putere după concepția IPA, echipamente mai diverse și îmbunătățite față de realizările anterioare. Unul din elementele de noutate este modularizarea totală a schemei la nivelul întregului echipament

și posibilitatea utilizării elementelor de diferite proveniențe fără a opera modificări substanțiale în elementele sale constructive.

Echipamentele modulare [42] sînt astfel concepute încît:

— permit proiectarea și fabricarea rapidă a unor echipamente foarte diferite între ele, cerute de diferiți beneficiari pentru cele mai diverse domenii de aplicații;

— se realizează ușor din punct de vedere tehnologic;

— permit controlul individual tipizat al elementelor de fabricație și înlocuirea rapidă în caz de defecțiuni;

— permit realizarea ușoară a subansamblurilor de schimb.

Elementele și subansamblele tipizate permit totodată și realizarea unor noi tipuri de echipamente care pînă în prezent nu au fost cercetate, proiectate sau solicitate de beneficiari.

Modulele se împart în trei categorii:

1) *module de forță* echipate cu elemente semiconductoare de putere (modul tiristor, modul diodă și modul dublu);

2) *module de protecție, comandă și alimentare* care conțin elementele din circuitele auxiliare grupate în funcțiuni și care servesc pentru comanda — protecția echipamentului de forță și alimentarea circuitelor de curenți slabi (surse de alimentare, modul trafo-sincronizare, modul protecție — comandă, modul traductor de curent etc.);

3) *module speciale* (modulator cu circuit de stingere *RC* și modulator cu circuit de stingere oscilant).

Anumite elemente ale modulelor constituie subansambluri tipizate desine-stătătoare care pot fi combinate în funcție de anumite necesități.

Blocurile electronice sînt concepute pentru a putea fi utilizate în echipamente de curenți tari realizate în soluție modulară: acționări electrice de c.c. și c.a., electroalimentare etc. Blocurile operează cu semnal unificat 0 ... $\pm$10 V, tensiunile de alimentare stabilizate $\pm$24 V, iar tensiunile de alimentare nestabilizate $\pm$35 V. Din punct de vedere funcțional blocurile electronice se clasifică în:

— *blocuri de prelucrare a informației* (blocuri de reglare *BR*, blocuri elemente prag *BEP*, blocuri logice *BL*, blocuri de protecție *BP*, bloc de frecvență *BF* etc.);

— *blocuri de obținere a informației* (traductoare de tensiune *TT*, de curent *TC*, blocuri de măsură *BM* etc.);

— *blocuri de execuție* (dispozitive de comandă pe grilă *DCG*, blocuri distribuitoare de impulsuri *BDI*, amplificatoare de impulsuri de aprindere *AE* etc.);

— *blocuri de alimentare* (sursă nestabilizată *SN*$\pm$35 V, sursă stabilizată *ST*$\pm$ 24 V, bloc alimentare *BA* etc.);

— *blocuri de valoare prescrisă* (*BVP*, bloc integrator *BI*).

Sertarele tipizate conțin module și blocuri electronice destinate unui anumit scop (sertar aprindere convertizor trifazat în punte— 1A6, sertar reglare turație și curent motor de c.c. — 1B, sertar aprindere invertor trifazat autonom — 3A6, sertar de reglare tensiune redresor trifazat — 3B etc.).

Cu aceste echipamente tipizate se realizează în prezent în țara noastră:

— *acționări electrice cu motoare de curent continuu* (scheme de reglare a turației motoarelor reversibile și nereversibile pe indus, scheme de reglare a turației prin slăbire de flux, schemă de reglare a turației cu grup Ward-Leonard);

— *acționări electrice cu motoare de curent alternativ* (reglarea turației motorului asincron cu rotorul bobinat în cascadă subsincronă, reglarea turației motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit și caracteristică simplă);

— *reglarea automată a echipamentelor de electroalimentare* (reglarea tensiunii generatoarelor de c.c., sistem de reglare pentru generatoare sincrone mari cu excitație statică, reglarea tensiunii redresoarelor în tampon cu baterii de acumulatoare etc.).

În multe ramuri ale economiei naționale sînt necesare acționări electrice cu turație variabilă. Variatoarele de turație cu tiristoare pentru motoarele de curent continuu — produse de IET — pot fi utilizate în cele mai diverse acționări acoperind o gamă mare de puteri (1,5 ... 100 kW) cu reglarea turației în limite largi (pînă la 1 : 3 000 din turația nominală). Ele permit acționarea motoarelor de c.c. în ambele sensuri și frînarea cu recuperarea energiei în rețea, ceea ce permite importante economii de energie.

În continuare vom prezenta cîteva din variatoarele de turație produse în țara noastră.

Variatorul de turație V.1.3 (fig. 13—12) este destinat reglării în ambele sensuri a turației unui motor de c.c. cu excitație separată. Domeniul de turație se obține prin variația tensiunii motorului, exploatarea mașinii se face la cuplu constant.

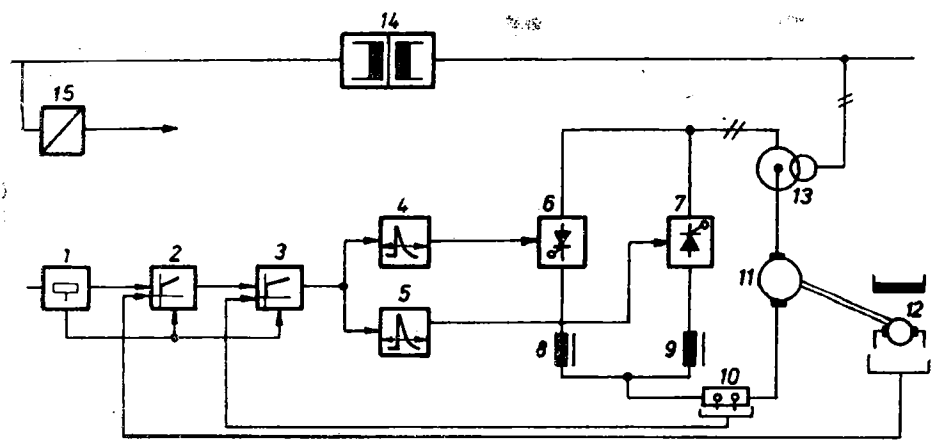


Fig. 13—12. Schema variatorului de turație V.1.3.

Motorul de curent continuu este alimentat de la transformatorul monofazat *13*, cu punct median, prin intermediul unui convertizor bidirecțional, format din cele două mutatoare în antiparalel *6*, *7*. Mutatoarele sînt comandate în opoziție, astfel încît pentru fiecare sens de rotație al motorului un mutator este în stare de redresor, iar celălalt în stare de invertor. În aceste condiții poate exista un curent de sarcină util, dezvoltat de mutatorul în stare de redresor (mutator activ) și un curent de circulație pulsatoriu între cele două mutatoare, ca rezultat al tensiunii alternative de circulație. Cînd este cazul, mutatorul în stare de invertor conduce curentul de frînare electrică, care are loc cu recuperarea energiei în rețea.

Reglarea turației și a curentului rotoric se face cu bucle închise dispuse în cascadă. Măsurarea turației se face cu tahogeneratorul *12*, iar a curentului prin motor cu șuntul de măsură *10*. Turația dorită se stabilește din potențiometru de valoare impusă. Pînă la atingerea turației prescrise motorul accelerează cu un curent menținut constant la valoarea limită de 1,5 I_N de către regulatorul de curent *3*. În funcție de sensul de rotație dorit, mărimea prescrisă

de turația n va avea semnul + sau —. Astfel se va acționa mutatorul *6* sau *7* prin intermediul dispozitivului de comandă pe grilă *4* sau *5*. În cazul unei comenzi de scădere a turației, oprire sau reversare, regulatorul de turație *2* prin intermediul regulatorului de curent *3* comandă inversarea rolului mutatoarelor *6* și *7*.

Curentul de circulație este limitat de inductanțele *8*, *9*, care au și rol de filtrare a curentului prin motor.

Transformatorul *14* furnizează tensiunea de sincronizare pentru dispozitivele de comandă *4* și *5*; de asemenea alimentează sursa de c.c. *15*.

Motorul de curent continuu recomandat este de 2,2 kW, tensiunea nominală a rotorului 110 V. c.c., turația nominală 1 000 ... 3 000 rot./min. Domeniul de variație a turației la cuplu constant este de 1 : 30, constanta reglării este de cel mult ± 2% la variația simultană a tensiunii de alimentare cu ±10%, a frecvenței cu ±4% și a sarcinii de la mersul în gol pînă la cuplu nominal.

Variatorul de turație V.3.2 (fig. 13—13) este destinat acționării reversibile a avansului de poziționare, prelucrare liniară sau conturnare. Variația turației se obține prin modificarea tensiunii rotorului, iar regimul de lucru se efectuează la cuplu constant.

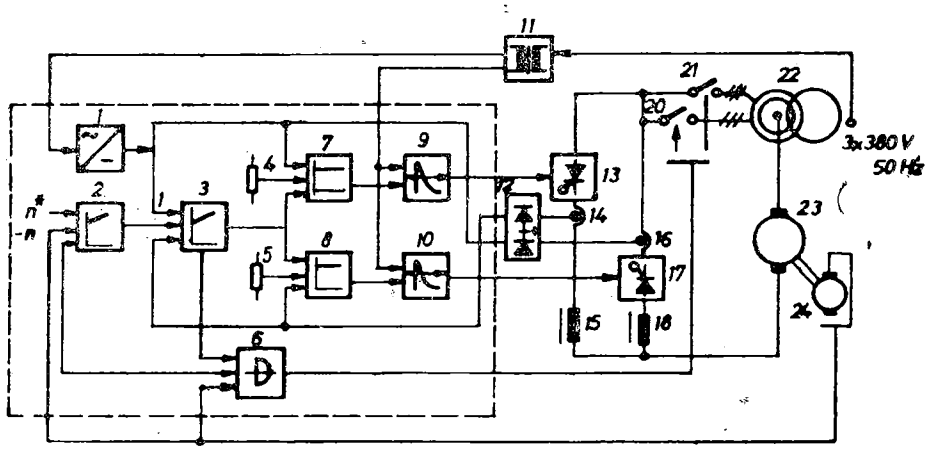


Fig. 13—13. Schema variatorului de turație V.3.2.

Motorul de curent continuu cu rotorul disc *23* este alimentat de la un transformator trifazat cu nulul scos *22*, prin intermediul unui convertizor bidirecțional, constînd din două mutatoare cu tiristoare în stea *13*, *17*, conectate în antiparalel. Mutatoarele sînt comandate în opoziție, încît pentru fiecare sens de rotație a motorului, un mutator este în stare de redresor, iar celălalt în stare de invertor. În aceste condiții, poate exista un curent de sarcină util, dezvoltat de mutatorul în stare de redresor (mutator activ) și un curent de circulație pulsatoriu între cele două mutatoare ca rezultat al tensiunii alternative de circulație. Cînd este cazul, mutatorul în stare de invertor ia parte la procesul de frînare electrică, care are loc cu recuperarea energiei în rețea. Reglarea turației, a curentului rotoric și a curentului de circulație se face cu bucle închise, dispuse în cascadă. Măsurarea turației are loc cu tahogeneratorul *24*, iar a curenților celor două mutatoare pe partea de curent alternativ cu traductoarele de curent *14*, *16*. Întrucît, curentul de sarcină rezultă din diferența curenților din cele două mutatoare — dat fiind că printr-un mutator trece

curentul motorului şi curentul de circulaţie, iar prin celălalt mutator numai curentul de circulaţie — semnalele traductoarelor de curent intervin prin intermediul redresorului *12*, diferenţial la intrarea regulatorului de curent de sarcină *3* şi în cruce la intrarea regulatoarelor curentului de circulaţie *7*, *8*. Reacţia în cruce permite suprimarea curentului de circulaţie la funcţionarea variatorului în sarcină, datorită reacţiei mai mari din bucla curentului de circulaţie corespunzătoare, mutatorul comandat în invertor. De asemenea, curentul dinamic de circulaţie este suprimat datorită faptului că regulatoarele *7*, *8* au comportare *P*, iar impulsurile celor două dispozitive de comandă pe grilă *9*, *10* se deplasează în opoziţie şi fără întîrziere. Pentru a avea o dinamică bună a reglării în jurul valorii nule a curentului de sarcină, se poate stabili un curent de circulaţie convenabil pentru fiecare sens de rotaţie cu ajutorul potenţiometrelor *4*, *5*. Sursa de c.a. *11* alimentează stabilizatorul de c.c. *1* şi furnizează semnalele de sincronizare dispozitivelor de comandă pe grilă. Inductanţele *15*, *18* limitează curentul de circulaţie şi filtrează ondulaţiile curentului rotoric.

Turaţia reglabilă continuă se poate realiza în limitele 3—1 000 rot/min. pentru prelucrare şi în treaptă la valoarea de 3 000 rot./min. pentru poziţionare. Trecerea de la turaţia de lucru la cea de poziţionare are loc cu ajutorul contactoarelor *20*, *21* comanate de logica *6*. Cu această logică de comandă se realizează toate măsurile de protecţie necesare la comanda opririi sau la depăşirea unei anumite amplitudini a curentului, schimbarea factorului de amplificare al regulatorului de turaţie şi a tensiunii divizorului tahogeneratorului, cînd se comută priza transformatorului de alimentare.

Variatorul este adecvat motorului cu rotor disc de 4 kW cu valoare nominală a tensiunii 165 V c.c. şi a turaţiei 3 000 rot./min. Accelerarea de la 0 la 3 000 rot./min. ca şi frînarea de la turaţia maximă la 0 are loc în 60 ms, la un curent limită de 5 I_N=160 A. În regim de lucru, contactoarele de comutaţie a treptei de turaţie introduc un timp mort de 0,08 s. Constanţa reglării este de $\pm$1% la 1 000 rot/min. şi $\pm$10% la 3 rot./min.

Variatorul de turaţie V.3.5 (fig. 13—14) este destinat acţionării principale unidirecţionale a strungurilor carusel cu diametrul mesei rotative de 2 000 ...

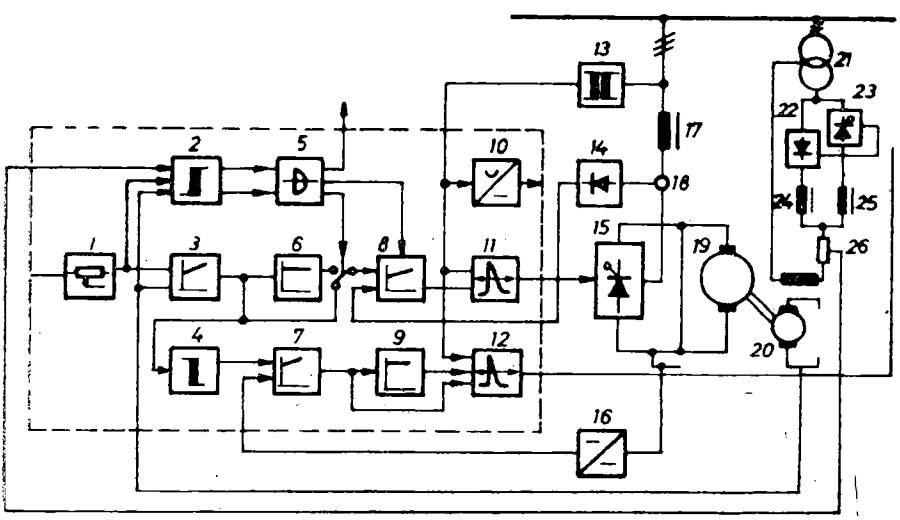


Fig. 13—14. Schema variatorului de turaţie V.3.5.

3 200 mm. Se poate realiza reglarea automată reversibilă a turației motorului de c.c și frînarea recuperativă prin inversarea curentului de excitație. Domeniul de reglare se obține prin variația tensiunii rotorului la M=const. și prin diminuare de flux la P=const.

Alimentarea rotorului se face de la o punte trifazată complet comandată *15*, cu tiristoare, care este conectată la rețea prin intermediul inductanțelor nesaturabile *17*. Excitația se alimentează de la un transformator monofazat cu punct median *21*, prin intermediul unui convertizor bidirecțional monofazat *22*, *23* cu curent de circulație limitat de inductanțele *24*, *25*;

Sensul de rotație este determinat de polaritatea valorii impuse a mărimii de reglare *1*, potrivit căreia comparatorul *4* și logica de comandă *5* stabilesc polaritățile potrivite pentru referința regulatorului tensiunii electromotoare *7* din circuitul de excitație precum și aceea a regulatorului de curent *8* din circuitul rotoric (direct de la ieșirea regulatorului de turație *3* sau prin intermediul inversorului de polaritate *6*). Procesul frînării este inițiat la schimbarea polarității abaterii regulatorului de turație *3*, care impune trecerea în invertor maxim a punții cu tiristoare *15*, deci anularea rapidă a curentului rotoric și totodată comanda inversării curentului de excitație. La trecerea prin zero a curentului de excitație, se comandă inversarea referinței regulatorului de curent *8*, puntea cu tiristoare *15* este deblocată și menținută în stare de invertor reglabil avînd loc frînarea electrică cu recuperarea energiei în rețea, cît timp curentul de excitație este inversat, iar curentul prin rotorul mașinii la valoarea de limitare. Diminuarea fluxului și deci extinderea turației este comandată de regulatorul tensiunii electromotoare *7* din momentul scoaterii din saturație a acestuia și anume, la atingerea tensiunii nominale a rotorului, măsurată cu traductorul de tensiune cu separare galvanică *16*. Astfel dispozitivul de comandă pe grilă *12* comandă puntea monofazată *22* sau *23*, curentul de excitație și deci fluxul putînd să fie la valori nominale sau diminuate.

Frînarea este eficientă, însă dependentă ca durată de constanta de timp importantă a excitației. De aceea se caută ca intervalul de timp fără curent rotoric (timp mort) să fie cît mai mic posibil. În practică această pauză fără curent rotoric este de 0,5 ... 1 s.

Corelarea semnalelor privind introducerea stării de invertor al punții trifazate cu tiristoare, inversarea și revenirea referinței regulatorului curentului rotoric la trecerea prin zero a curentului de excitație menținerea excitației pentru efectuarea frînării la comanda de oprire se face de către logica de comandă și frînare *5*.

Variatorul poate fi utilizat la acționări principale la care timpul de frînare datorită momentului de giratie însemnat, este mult mai mare decît pauza. Motoarele de c. c. recomandate sînt de 55 kW, tensiunea nominală a rotorului de 380 V c.c. și a excitației 110 V c.c. cu turația nominală de 600 ... 1 500 rot./min. Domeniul de variație a turației la M = const. este de 1 : 20, iar la P = const. de 3:1. Constanța reglării $\pm 0{,}5\%$ la n_{max} și $\pm 1\%$ la n_N.

14. CIRCUITE LOGICE ŞI AUTOMATIZĂRI SECVENŢIALE

În cele mai multe sisteme de comandă şi de reglare automată, funcţionarea acestora se bazează pe obţinerea, transmiterea, prelucrarea şi folosirea de informaţii sub formă binară, de tipul „contact închis" şi „contact deschis" ori „motorul funcţionează" şi „motorul nu funcţionează". Din acest motiv sinteza şi analiza *SA* şi *SRA* se poate efectua cu ajutorul funcţiilor logice şi a algebrei logice sau de tip Boole.

14.1. FUNCŢII LOGICE ŞI ELEMENTE DE ALGEBRĂ, BOOLE

În algebra logică sau de tip Boole se studiază legile şi postulatele logicii, stabilindu-se operaţiile de tip logic. Legătura dintre logică şi comutarea din circuitele electrice este limpede, deoarece logica se ocupă cu aserţiuni care nu pot avea decît două valori, „adevărat" şi „fals". Cu alte cuvinte, variabilele independente din algebra logică nu pot avea decît două stări, cărora arbitrar li se ataşează simbolurile 1 şi 0; de asemenea, funcţiile de una sau mai multe asemenea variabile *binare* nu pot avea decît stările 1 şi 0. Evident că din acest motiv şi numărul funcţiilor logice este limitat. Unei funcţii sau propoziţii logice i se ataşează valoarea logică 1 dacă este *adevărată*; în caz contrar, cînd acestea ar fi false, valoarea logică ataşată va fi 0.

Exemplul tipic de variabilă booleană este valoarea asociată contactului mecanic din componenţa unui circuit electric; dacă acesta este închis, trecînd prin el curentul, se va putea scrie $c=1$. Dacă curentul nu trece, contactul fiind deschis, $c=0$. În mod similar, tranzistorului şi tiristorului în conducţie li se poate asocia valoarea logică 1, iar în cazul blocării lor valoarea logică 0.

Ca şi în analiza clasică, dependenţa sau *funcţia logică* ori *booleană* se poate nota $y=f(x)$, dacă e vorba de funcţii de o singură variabilă logică x, cu observaţia că y şi x nu pot lua decît una din cele două valori discrete 1 şi 0.

Este uşor de văzut că numărul total de funcţii binare distincte de o singură varibilă logică binară, este de patru. Acestea sînt:

$f_0(0)=0$; $f_0(1)=0$ — funcţie identic nulă;
$f_1(0)=0$; $f_1(1)=1$ — funcţie de valoare egală cu valoarea variabilei, $f_1(x)=x$;
$f_2(0)=1$; $f_2(1)=1$ — funcţie egală cu variabila negată, $f_2(x)=\bar{x}$;
$f_3(0)=1$; $f_3(1)=1$ — funcţie identic unitară.

În practică interesează, printre altele, funcţiile logice de o singură variabilă şi de două variabile.

14.1.1. Funcţii logice uzuale

Este evident că funcţia $y=x$ conduce la $y=1$, dacă $x=1$; $y=0$, dacă $x=0$. *Funcţia NU* sau *de negare* $y=\bar{x}$ (y este egal cu x negat) transformă pe 1 în 0 sau pe 0 în 1. Bara de deasupra variabilei independente x reprezintă operaţia de negare. De observat că $\bar{\bar{x}}=x$. Operaţia de negare mai este denumită şi *inversare*. Se vede că $y=\bar{x}$ exprimă următoarea dependenţă: dacă x există (valoare 1), y nu există (valoare 0) şi dacă x nu există (valoare 0), y există (valoare 1).

Funcția ȘI, cunoscută și sub denumirea de *produs logic* sau *funcție conjuncție* este o funcție de două variabile

$$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \cap x_2 = x_1 \Lambda x_2. \qquad (14-1)$$

(semnele $\cap$ ori Λ sînt numite semne de *coincidență*). Relația (14—1), respectiv funcția ȘI, afirmă că y este 1 dacă și numai dacă variabilele x_1 și x_2 sînt simultan egale cu 1; y este nulă pentru orice altă combinație de valori asociate variabilelor x_1 și x_2 (de pildă 0,0; 1,0; 0,1).

Subliniem următoarele proprietăți ale funcției ȘI:

— comutativitatea: $x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$;

— asociativitatea: $x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1(x_2 x_3) = (x_1 x_2) x_3$;

— contradicția: $x_1 \cdot \bar{x}_1 = 0$.

Ultima proprietate arată că nici o propoziție nu poate fi adevărată simultan cu negația sa.

Funcția SAU, cunoscută și ca *sumă logică* sau *funcție disjuncție*, se notează prin semnele $\cup$ sau V(reuniune) ori $+$:

$$y = x_1 \cup x_2 = x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2. \qquad (14-2)$$

Proprietățile acestei funcții sînt:

— comutativitatea: $x_1 \cup x_2 = x_2 \cup x_1$;

— asociativitatea: $x_1 \cup x_2 \cup x_3 = x_1 \cup (x_2 \cup x_3) = (x_1 \cup x_2) \cup x_3$;

— distributivitatea: $x_1(x_2 \cup x_3) = x_1 x_2 \cup x_1 x_3$.

Relația de definiție a funcției SAU (14—2) se mai citește: cînd x_1 sau x_2 există, există y. Tabelul care arată valoarea lui y pentru diferitele valori ale lui x_1 și x_2, denumit și *tabel de adevăr* (asemenea tabele se pot construi și pentru celelalte funcții ce se studiază aici) este redat în tabelul 14—1. În acest tabel se indică și simbolurile logice atașate acestor funcții logice, ca și posibilitatea realizării lor fizice cu scheme cu contacte ce alimentează o bobină a unui releu sau contactor y.

De remarcat că mai avem $x \cup \bar{x} = 1$, ceea ce reprezintă *principiul terțului exclus* (din două propoziții cu caracter binar numai una poate fi adevărată).

Funcția *SAU-EXCLUSIV* sau *funcția de antivalență* este suma disjunctivă a două variabile binare,

$$y = x_1 \oplus x_2 = \bar{x}_1 x_2 \cup x_1 \bar{x}_2. \qquad (14-3)$$

Tabelul de adevăr asociat acestei funcții este de asemenea redat în cadrul tabelului 14—1.

Conform definiției (14—3) a funcției SAU-EXCLUSIV mai avem:

$$y = (x_1 \cup \bar{x}_2) \cap (\bar{x}_1 \cup x_2), \qquad (14-4)$$

ceea ce permite, pe baza relațiilor (14—1) și (14—2) să se scrie și

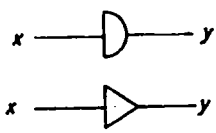
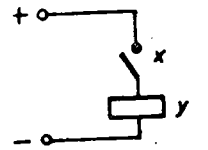
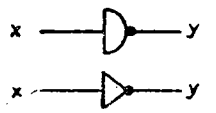
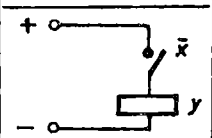
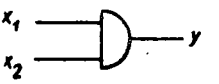
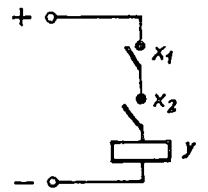
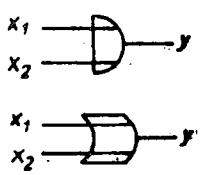
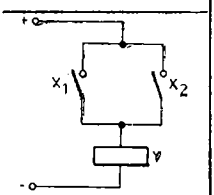
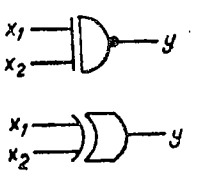
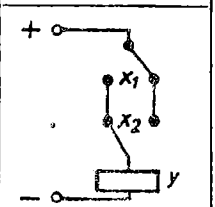
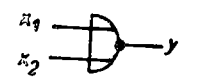
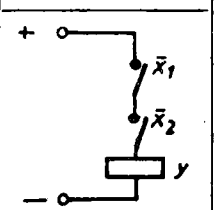
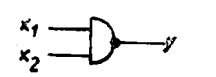
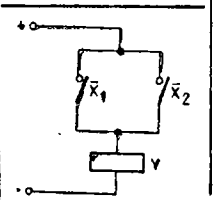
$$y = x_1 \cap \bar{x}_2 \cup \bar{x}_1 \cap x_2. \qquad (14-5)$$

În figura 14—1 s-a construit, plecînd de la relația (14—5), o schemă structurală ce realizează funcția SAU-EXCLUSIV folosind funcțiile logice elementare NU, ȘI și SAU.

În fine, funcția NICI (denumită și NOR în literatura de limbă engleză, de la NOT OR) se definește prin negarea funcției SAU,

$$y = \overline{x_1 \cup x_2}, \qquad (14-6)$$

Funcţii logice elementare

Ecuaţie logică	Denumirea	Tabelul de adevăr	Simbol logic	Realizare practică posibilă
$y = x$		x | y 0 | 0 1 | 1		
$y = \bar{x}$	Funcţia NU sau de *negare*	x | y 0 | 1 1 | 0		
$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \cap x_2$	Funcţia ŞI sau *produsul logic* (conjuncţie)	x_1 | x_2 | y 0 | 0 | 0 0 | 1 | 0 1 | 0 | 0 1 | 1 | 1		
$y = x_1 \cup x_2 = x_1 + x_2$	Funcţia SAU sau *suma logica* (disjuncţie)	x_1 | x_2 | y 0 | 0 | 0 1 | 0 | 1 0 | 1 | 1 1 | 1 | 1		
$y = x_1 \oplus x_2 =$ $= \bar{x}_1 x_2 \cup x_1 \bar{x}_2$	Funcţia SAU-EXCLUSIV sau de *antivalenţa*	x_1 | x_2 | y 0 | 0 | 0 0 | 1 | 1 1 | 0 | 1 1 | 1 | 0		
$y = \overline{x_1 \cup x_2} =$ $= \bar{x}_1 \cap \bar{x}_2$	Funcţia NICI (SAU-NU ori NOR)	x_1 | x_2 | y 0 | 0 | 1 1 | 0 | 0 0 | 1 | 0 1 | 1 | 0		
$y = \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2$	Funcţia ŞI-NU (NUMAI sau NAND)	x_1 | x_2 | y 0 | 0 | 1 1 | 0 | 1 0 | 1 | 1 1 | 1 | 0		

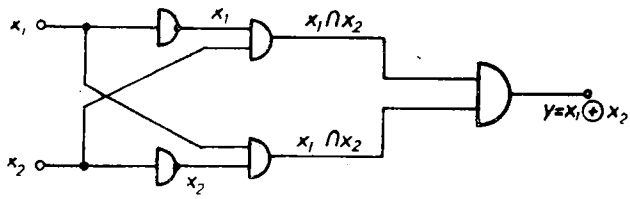


Fig. 14—1. Schema logică a funcției SAU-EXCLUSIV.

ar *funcția NU-ȘI* (*NAND* în literatura de limbă engleză, de la NOT AND) este definită prin negarea funcției ȘI, adică

$$y = \overline{x_1 x_2}. \tag{14—7}$$

Tabelele de adevăr, simbolurile și realizările practice corespunzătoare sînt redate în tabelul 14—1.

14.1.2. Elemente de algebră logică

În algebra Boole se utilizează mai multe teoreme și legi, din care dăm unele fără demonstrație:

1) *legea comutativității*: variabilele binare din funcțiile ȘI sau SAU pot fi schimbate între ele,

$$x_1 x_2 = x_2 x_1; \quad x_1 \cup x_2 = x_2 \cup x_1; \tag{14—8}$$

2) *legea asociativității:*

$$x_3 x_2 x_1 = x_3 (x_2 x_1) = x_2 (x_3 x_1) = x_1 (x_3 x_2); \tag{14—9}$$

$$x_3 \cup x_2 \cup x_1 = x_3 \cup (x_2 \cup x_1) = x_2 \cup (x_3 \cup x_1) = x_1 \cup (x_3 \cup x_2);$$

3) *legea distributivității*:

$$\begin{aligned} &x_3 x_2 \cup x_3 x_1 = x_3 (x_2 \cup x_1); \\ &(x_3 \cup x_2)\ (x_3 \cup x_1) = x_3 \cup x_2 x_1; \end{aligned} \tag{14—10}$$

4) *legea inversiunii*. Aceasta afirmă că inversiunea sau negarea unei funcții logice se formează prin transformarea conjuncțiilor în disjuncții (semnele $\cap$ trec în semne $\cup$), disjuncțiilor în conjuncții (semnele $\cup$ trec în semne $\cap$), variabilele nenegate în variabile negate (de exemplu x în $\bar{x}$) și variabilele negate în variabile nenegate (de pildă $\bar{x}$ în x). Inversiunea se desemnează printr-o bară supraliniată, dispusă deasupra funcției inversate. Avem deci:

$$y = x_1 x_2; \quad \bar{y} = \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2; \tag{14—11}$$

$$y = x_1 \cup x_2; \quad \bar{y} = \overline{x_1 \cup x_2} = \bar{x}_1 \cap \bar{x}_2 = \bar{x}_1 \bar{x}_2; \tag{14—12}$$

$$y = \overline{x_1 x_2}; \quad \bar{y} = \overline{\overline{x_1 x_2}} = \overline{\bar{x}_1 \cup \bar{x}_2}; \tag{14—13}$$

$$y = \overline{x_1 \cup x_2}; \quad \bar{y} = \overline{\overline{x_1 \cup x_2}} = \overline{\bar{x}_1 \cap \bar{x}_2} = \overline{\bar{x}_1 \bar{x}_2}. \tag{14—14}$$

Aşadar rezultă

$$\overline{x_1 \cup x_2 \cup x_3 \ldots \cup x_n} = \bar{x}_1 \cap \bar{x}_2 \ldots \cap \bar{x}_n \qquad (14-15)$$

şi

$$\overline{x_1 \cap x_2 \cap x_3 \ldots \cap x_n} = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2 \cup \ldots \cup \bar{x}_n. \qquad (14-16)$$

Ultimele două relaţii, (14—15) şi (14—16), constituie *teoremele lui de Morgan.*

Dacă variabilele binare sînt asociate unor contacte, inversiunea schimbă contactele normal deschise în contacte normal închise şi pe cele normal închise în contacte normal deschise; contactele în paralel trec în serie şi invers.

În algebra logică se mai utilizează teoremele:

a) $x_1 \cup x_2 \cap x_2 = x_1$;
b) $x_1 \cup \bar{x}_1 \cap x_2 = x_1 \cup x_2$;
c) $x_1 \cap (x_1 \cup x_2) = x_1$;
d) $x_1 \cap (\bar{x}_1 \cup x_2) = x_1 \cap x_2$;
e) $\bar{x}_1 \cap x_2 \cup \bar{x}_2 = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2$;
f) $\bar{x}_1 \cup x_2 \cap \bar{x}_2 = (x_1 \cup x_2) \cap (x_1 \cup x_3)$.

Legile şi teoremele examinate anterior se folosesc mult în analiza şi sinteza schemelor de comandă, care intervin în sistemele de acţionare electrică ca şi în alte tipuri de sisteme. Ele se utilizează eficient în aşa-numita minimizare a funcţiilor logice, adică în obţinerea unei funcţii logice cît mai simple, corespunzătoare unor scheme cu un număr minim de elemente.

14.2. CIRCUITE LOGICE

Deşi în tabelul 14—1 s-a indicat şi realizarea practică a unor funcţii logice cu ajutorul unor contacte mecanice, în prezent se folosesc frecvent şi elementele de comutaţie statică, ca de pildă tranzistoarele şi diodele semiconductoare. De aceea interesează materializarea unor funcţii logice cu ajutorul acestor din urmă elemente, aparţinînd unui sistem logic complet.

Se poate arăta că orice funcţie logică dorită se poate realiza prin utilizarea de elemente care efectuează funcţiile *a*) ŞI, SAU, NU sau funcţia *b*) NICI (SAU-NU) sau funcţia *c*) ŞI-NU (NAND). Prin utilizarea elementelor de tipul *a*) se obţin scheme logice cu circuite conţinînd un număr relativ redus de elemente, dar cu dezavantajul necesităţii a trei tipuri distincte de elemente logice. Elementele ŞI şi SAU mai au dezavantajul atenuării semnalelor, fiind pasive. De aceea se preferă realizări practice cu elemente active, schemele obţinute fiind mai uşor de proiectat şi exploatat.

În R.S.România s-a construit sistemul unificat de comutaţie statică USILOG, prin utilizarea de elemente de tipul ŞI-NU; s-a mai realizat de asemenea un alt sistem unificat de comutaţie statică, UNILOG, care foloseşte ca element fundamental elementul logic de tip NICI. În aceste sisteme mai apar şi alte elemente, cum ar fi amplificatoare, adaptoare etc., care asigură şi o fiabilitate mare în exploatare.

În cele ce urmează se vor prezenta foarte succint unele module logice cu elemente fără contacte.

14.2.1. Circuite logice cu diode semiconductoare

Se știe că o diodă semiconductoare ideală este echivalentă cu un contact închis, dacă anodul ei A este pozitiv față de catodul K și cu un contact deschis în situația inversă (fig. 14—2). Diodele cu siliciu și germaniu se apropie mult de această comportare a diodelor ideale.

Valorile binare 0 și 1 pot fi reprezentate, în cazul circuitelor logice cu elemente de comutație statică, prin două niveluri caracteristice de tensiune (de exemplu 0 și 24 V la circuitele cu tranzistoare npn și — 24 V și 0 pentru tranzistoare de tipul pnp). Dacă nivelului caracteristic superior de tensiune $+E$ i se atribuie valoarea binară 1, se vorbește de o *logică pozitivă*. În cazul în care nivelului caracteristic superior de tensiune i se atribuie valoarea binară 0, este vorba de o *logică negativă*. De obicei se lucrează în logică pozitivă în circuitele cu tranzistoare npn și negativă la cele cu tranzistoare de tipul pnp.

Cele mai simple circuite logice sînt modulele poartă cu diode semiconductoare. Să rămînem în domeniul logicii pozitive și să atribuim valoarea logică 1 nivelului superior de tensiune $+E$ și valoarea 0 nivelului inferior de tensiune, fie el 0. Să examinăm acum modulul cu două diode, cîte una pentru fiecare mărime de intrare x_1 și x_2, din figura 14—3 (modulul poate fi extins pentru n semnale de intrare, folosind cîte o diodă pentru fiecare semnal). Funcționarea sa este explicată în figura 14—4, unde se arată toate posibilitățile de aplicare

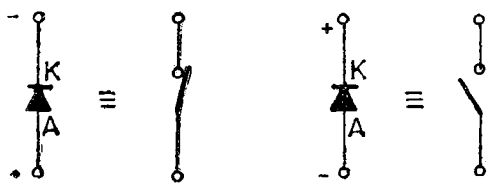


Fig. 14—2. Echivalența dintre diodele semiconductoare ideale și contactele mecanice.

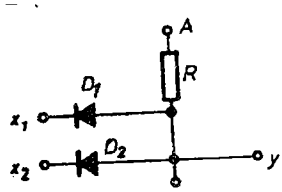


Fig. 14—3. Modul logic ȘI în logică pozitivă.

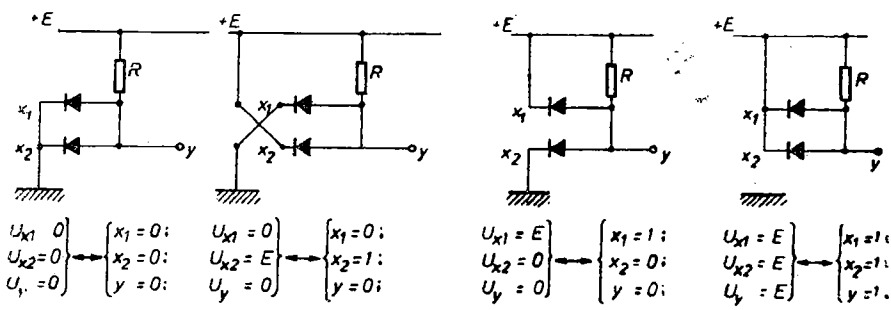


Fig. 14—4. Funcționarea modulului logic ȘI în logică pozitivă.

a tensiunilor la intrare, tensiuni care să constituie semnalele de intrare. Se vede limpede că numai dacă intrările x_1, x_2 se găsesc la potențialul $+E$ simultan ($x_1=1$, $x_2=1$), tensiunea de ieșire va fi $U_y=+E$, diodele fiind blocate datorită polarizării lor inverse. Dacă una din intrări sau toate intrările sînt la potențialul 0 (legate la masă), deci de semnal logic asociat 0, tensiunea de ieșire este nulă. Așadar se satisface tabelul de adevăr asociat funcției logice ȘI

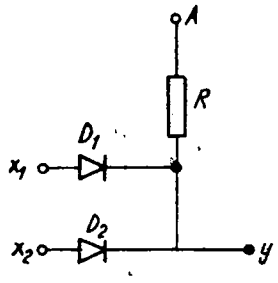


Fig. 14—5. Modul logic SAU în logică pozitivă.

(tabelul 14—1), ceea ce înseamnă că poarta din figura 14—3 realizează funcția logică ȘI în logică pozitivă.

Printr-o analiză similară și aceeași logică pozitivă se poate constata că poarta din circuitul 14—5 este un circuit logic care realizează funcția logică SAU. Dacă intrările x_1, x_2 și în general x_n sînt la un potențial nul (semnal logic 0), borna A fiind la potențialul $+E$, nu apare o circulație de curent, încît tensiunea U_y dintre borna de ieșire y și masă este zero ($y=0$). Dacă cel puțin una din intrările x_k este legată la potențialul $V_A=+E$ (semnal logic 1), avem situația din figura 14—6, care arată comportarea circuitului corespunzător funcției logice SAU.

De subliniat că dacă la borna a potențialul $V_A=+E$ ar fi de valoare binară 0, circuitele din figurile 14—3 și 14—6 ar funcționa în logică negativă, funcțiile logice atașate lor trecînd din ȘI în SAU respectiv și invers.

Diodele semiconductoare nu pot realiza funcții logice NU, fiind lipsite de amplificare și nu pot fi utilizate ca elemente de la care să derive semnale de reacție inversă în circuitele secvențiale.

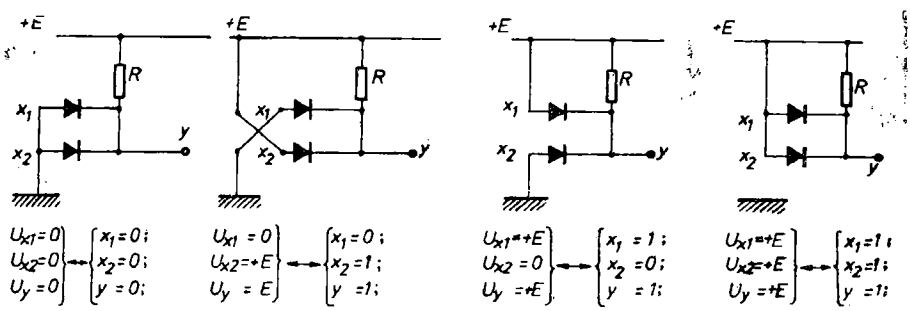


Fig. 14—6. Funcționarea modulului logic SAU în logică pozitivă.

14.2.2. Circuite logice cu tranzistoare

În general aceste circuite conțin cel puțin un element activ, fiind frecvent folosite în materializarea a numeroase circuite logice. Cum s-a precizat anterior, se obișnuiește ca tranzistoarele de tip npn să fie montate într-o logică pozitivă.

Un modul NU (*negator* sau *inversor*) poate fi realizat cu un tranzistor npn în logică pozitivă, montat după schema simplificată din figura 14—7. Dacă baza B a tranzistorului se pune la masă (respectiv la un potențial căruia îi corespunde valoarea binară 0), curentul bazei este nul. Consecința va fi o comportare a tranzistorului ca un contact deschis, colectorul C avînd un potențial pozitiv. În situația aducerii bazei B la un potențial pozitiv față de masă (respectiv de valoare binară asociată 1), tranzistorul se va comporta ca un element de rezistență foarte scăzută — practic ca în cazul unui scurtcircuit; potențialul colectorului va scădea la o valoare apropiată de zero și deci semnalul de ieșire y va fi practic nul. Așadar $y=\bar{x}$.

În figura 14—8 se prezintă schema unui circuit cu rezistențe și un tranzistor npn care realizează funcția logică NICI, plecînd de la modulul NU din

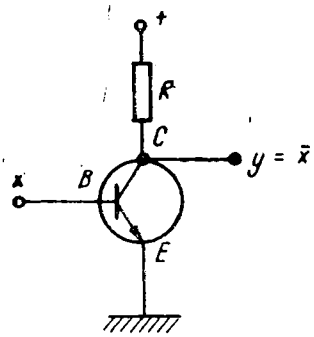


Fig. 14—7. Modul NU în logică pozitivă.

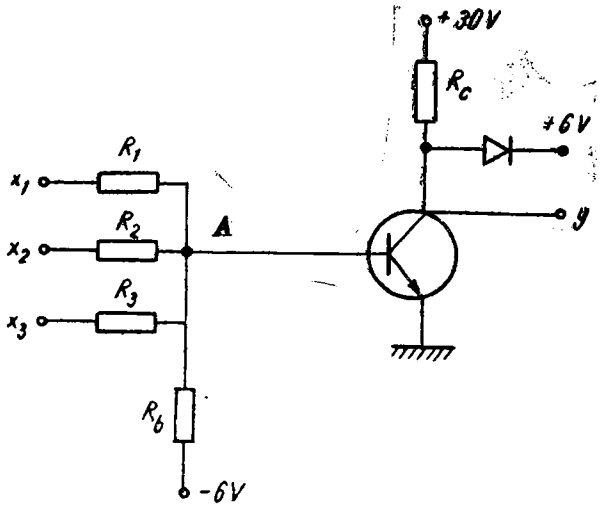


Fig. 14—8. Modul logic NICI.

figura 14—7. Avînd în vedere că fiecare mărime de intrare de valoare binară 1 apare la ieşire sub forma negată 0, fiind suficient doar ca una din mărimile de intrare să fie de valoare binară 0 (potenţial 0) pentru ca $y=0$, rezultă că

$$y=\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3. \qquad (14-17)$$

Circuitul ŞI-NU din figura 14—9, de asemenea cu un tranzistor npn, funcţionează astfel: dacă toate intrările x_1, x_2, ..., x_n ($n=3$ în cazul figurii 14—9) sînt la potenţial $+E_c$ (semnal binar 1), curentul prin rezistenţele R_1, R_2, R_b pozitivează baza tranzistorului, care produce conducţia acestuia la saturaţie. Tensiunea de ieşire U_y este deci egală cu 0, prin urmare de semnal logic asociat 0.

În cazul în care cel puţin o intrare este adusă la potenţial nul (legată la masă, semnal logic 0), dioda corespunzătoare acelei intrări se polarizează în sensul conducţiei şi în punctul A apare potenţialul 0 (V). Curentul care

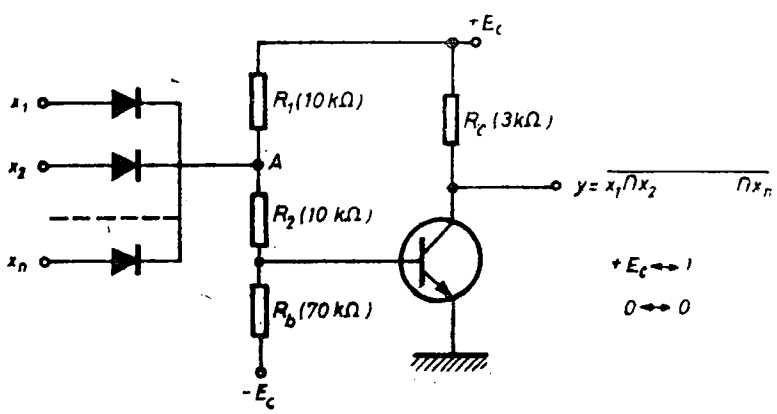


Fig. 14—9. Modul logic ŞI-NU.

circulă de la punctul A prin rezistențele R_2, R_b la potențialul $-E_c$ face ca baza să devină negativă, blocînd tranzistorul. Așadar tensiunea U_y de la ieșire devine $-E_c$ (semnal logic 1).

Se vede că funcția logică realizată de modulul din figura 14—9 ia valoarea 0 numai cînd $x_1 = x_2 = \ldots = x_n = 1$ și valoarea 1 în oricare din celelalte cazuri.

Trebuie să menționăm că actualmente se construiesc diferite circuite logice integrate, utilizînd tehnologii de vîrf, aplicate și în țara noastră. Circuitele integrate sînt realizate pe o porțiune de material semiconductor, care apoi este capsulată și manevrată ca o singură componentă. În R. S. România s-a asimilat sistemul TTL, avînd la bază funcția ȘI-NU în logică pozitivă. Există și circuite integrate de tip MOS, care utilizează tranzistoare și rezistențe de tip MOS, oferind o mare elasticitate în construcția circuitelor logice.

14.3. SISTEME SECVENȚIALE ȘI AUTOMATIZAREA MAȘINILOR-UNELTE

În numeroase sisteme industriale la o aceeași combinație a mărimilor de la intrare le corespunde la ieșiri uneori o stare, alteori alta, într-o succesiune ordonată la fiecare aceeași combinație a mărimilor de la intrare. Succesiunea stărilor de ieșire, care urmărește ordinea temporală a stărilor de la intrare, a dat denumirea de secvențială atașată sistemelor de acest tip. O caracteristică a *sistemelor secvențiale* este dependența stărilor de ieșire de evoluția stărilor de ieșire anterioare. Există, în aceste sisteme, mărimi intermediare introduse special în logica acestora, comandate și ele de stările intrărilor independente, adăugînd astfel condiționări suplimentare. Sistemele secvențiale posedă două clase de comenzi, *comenzile primare*, provenite din exteriorul acestor sisteme și *comenzile secundare*, produse de primele în sistem. Acestea din urmă pot fi produse prin legături inverse ale mărimilor de ieșire sau intermediare.

Metodele de analiză și sinteză a sistemelor secvențiale, utilizate printre altele și în sistemele de comandă ale mașinilor-unelte moderne, utilizează intensiv algebra logică, înlăturînd munca laborioasă și intuitivă care s-ar depune altfel prin diferite încercări succesive nesistematice. Nu putem intra însă aici în alte detalii.

Stadiul actual de dezvoltare a mașinilor-unelte, ca și prevederile de viitor mobilizatoare din domeniul automatizării lor la noi în țară, conținute în documentele de partid și de stat, subliniază complexitatea deosebită a procedeelor de automatizare ale acestora. Indiferent de destinația tehnologică a mașinilor-unelte, apar în principal următoarele probleme: identificarea procesului desfășurat, măsurarea cu precizie ridicată a diferitor parametri și poziționarea uneori extrem de precisă a organelor mobile executoare, necesare în executarea funcțiilor de prelucrare. În afara acestora, trebuie asigurată o interpretare rapidă a informațiilor și prelucrarea acestora, în vederea controlării și reglării parametrilor caracteristici.

Informațiile de deplasare în efectuarea mișcărilor principale de așchiere și avans sînt deosebit de prețioase pentru echipamentul de prelucrare a datelor din sistemul de conducere automată, care include și controlul mișcărilor complexe ce apar în procesul de așchiere, pentru a menționa acest tip special de mașini-unelte.

Sistemele de conducere moderne a unor mașini-unelte recurg la programe, furnizate unor sisteme de comenzi numerice. Programele sînt codificate alfanumeric și furnizate sub diferite forme, în special sub forma de benzi perforate sau discuri magnetice ori benzi magnetice; programele cuprind datele necesare

unei operații tehnologice parțiale. Mărimile care influențează procesul sînt sesizate cu mijloace de măsurare discrete și prelucrate simultan, logic și numeric, cu informațiile introduse. De aici rezultă că la o mașină-unealtă, privită ca un proces supus automatizării, trebuie executate prelucrările externe și interne ale informațiilor, folosind sistemele de comandă după program. Acestea analizează informația tehnologică și auxiliară, în fază de prelucrare externă a informației, pentru alcătuirea unui program al modificărilor de stare ale elementelor de execuție ce intervin în procesul tehnologic. În faza internă de prelucrare a datelor se au în vedere acelea ce se referă la deplasarea mecanismelor executoare, la reglarea lor și la alți factori interni.

Comenzile numerice, de dată relativ recentă, sînt comenzi automate care permit poziționarea unui organ mobil în orice moment considerat, în funcție de coordonatele acestuia — egale numeric cu gradele sale de libertate. Sistemele de comandă numerică pot fi punct cu punct sau cu funcționare continuă. În fond orice comandă numerică este realizată printr-o instalație de prelucrare numerică a datelor, capabilă să transmită mașinii-unelte toate comenzile necesare pentru efectuarea procesului de producție, după un program prestabilit. Folosirea în comanda numerică a calculatorului sau microprocesorului caracterizează *programarea asistată* (*CNC*). Există și sisteme de comandă numerică directă (*DNC*), mai ales pentru operații tehnologice simple (găurire, alezare, frezare etc.).

În R. S. România se acoperă astăzi din producția internă de echipamente de comandă numerică cea mai mare parte a necesităților industriei (poziționare, prelucrare logică, afișare numerică a cotei etc.). Există seria de echipamente NUMEROM pentru operațiile indicate anterior, în variante cu introducere automată și manuală a datelor.

14.4. APLICAȚIE

Pentru schema de contacte din figura 14—10 să se determine funcția logică asociată, apoi aceasta să se simplifice (să se minimizeze), trecînd apoi la schema simplificată cu contacte.

Rezolvare. Se vede că schema constă din trei ramuri în paralel, cu cîte două contacte înseriate. Funcția logică asociată va fi în consecință constituită dintr-o funcție triplă SAU, în care fiecare funcție parțială este reprezentată de o funcție ȘI de două variabile (a se vedea și tabelul 14—1). Funcția logică a ansamblului va fi

$$y = x_2x_1 \cup x_2\bar{x}_3 \cup x_1x_3.$$

Reamintim aici că unui contact normal deschis îi corespunde o variabilă logică nenegată, iar unui contact normal închis una negată.

Pentru simplificarea funcției logice asociate, scrisă anterior, să observăm inițial că expresia logică x_2x_1 poate fi transformată în expresia echivalentă $x_2x_1(x_3 \cup \bar{x}_3)$, căci $x_3 \cup \bar{x}_3 = 1$ și deci prin aceasta nu se modifică nici funcția y, deoarece $x_2x_1 \cdot 1 = x_2x_1$. Mai avem $x_2x_1 = x_2x_1(x_3 \cup \bar{x}_3) = x_2x_1x_3 \cup x_2x_1\bar{x}_3$, cu care y trece în

$$y = x_2x_1x_3 \cup x_2x_1\bar{x}_3 \cup x_2\bar{x}_3 \cup x_1x_3;$$

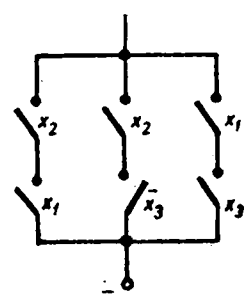


Fig. 14—10. Schema cu contacte corespunzătoare aplicației 14.4.

aceasta poate fi scrisă și sub forma

$$y = x_3(x_2x_1 \cup x_1) \cup \bar{x}_3(x_2x_1 \cup x_2)$$

sau

$$y = x_3[x_1(x_2 \cup 1)] \cup \bar{x}_3[x_2(x_1 \cup 1)].$$

Dar avem întotdeauna $x_2 \cup 1 = 1$, $x_1 \cup 1 = 1$, pe baza definiției funcției SAU și deci avem în continuare

$$y = x_3x_1 \cdot 1 \cup \bar{x}_3x_2 \cdot 1 = x_3x_1 \cup \bar{x}_3x_2.$$

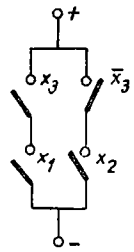


Fig. 14—11. Schema cu contacte simplificată (aplicația 1).

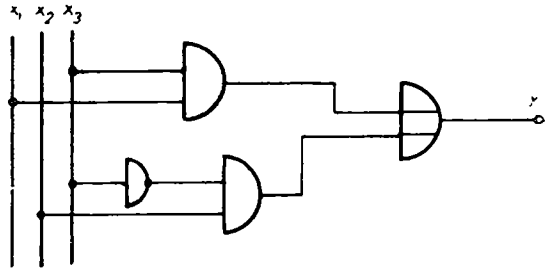


Fig. 14—12. Schema logică asociată schemei din figura 14—11.

Ultima relație este funcția logică simplificată căutată. Acesteia îi corespunde schema din figura 14—11, cu două ramuri în paralel și cu cîte două contacte înseriate pe ramură.

Mai observăm că în situația folosirii unei comenzi fără contacte, care însă ar corespunde ca funcționare schemei din figura 14—10, schema logică corespunzătoare funcției simplificate $y = x_3x_1 \cup \bar{x}_3x_2$ este cea din figura 14—12.

BIBLIOGRAFIE

[1] AICHHOLZER, G. *Elektromagnetische Energtewandler.* Wien, New York, Springer Verlag, 1975.

[2] BEDERKE, H. J. ş. a. *Elektrische Antriebe und Steuerungen.* Stuttgart, B. G. Teubner, 1969.

[3] BIVOLARU, L. *Montarea instalaţiilor de automatizare,* vol. I. *Probleme generale ale lucrărilor de montare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1978.

[4] BOŢAN, N. V. *Bazele calculului acţionărilor electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1970.

[5] BOŢAN, N. V. *Reglarea vitezei sistemelor de acţionare electrică.* Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

[6] BOŢAN, N. V. *Comanda acţionărilor electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1977.

[7] BOŢAN, N. V. şi SAAL, C. *Acţionarea electrică a mecanismelor cu volant.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

[8] BRAŞOVAN, M. ş. a. *Acţionări electrice. Probleme şi aplicaţii industriale.* Ediţia a III-a. Bucureşti, Editura tehnică, 1977.

[9] BUDIG, P. K. *Drehstromlinearmotoren.* Berlin, VEB Verlag Technik, 1978.

[10] BUXBAUM, A. şi SCHIERAU, K. *Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik,* Berlin, Elitera Verlag, 1976.

[11] CĂLIN, S. ş. a. *Automatizări electronice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1973.

[12] CĂLIN, S. *Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[13] CHILIKIN, M. G. *Electric Drive.* Moscova, Mir Publishers, 1970.

[14] CSÁKI, F. ş. a. *Power Electronics.* Budapesta, Akadémiai Kiadó, 1975.

[15] FÖLLINGER, O. *Regelungstechnik,* Berlin, Elitera Verlag, 1978.

[16] FRANSUA, AL., NICOLAIDE, A. şi TRIFU, GH. *Maşini electrice uzuale. Exploatare şi regimuri de funcţionare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1973.

[17] FRANSUA, AL., SAAL, C şi ŢOPA, I. *Acţionări electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1975.

[18] GILLE, J. G. ş. a. *Teoria şi calculul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Editura tehnică, 1962.

[19] GHEORGHIU, I. S. şi FRANSUA, AL. S. *Tratat de maşini electrice* (vol. I, II, III, IV). Bucureşti, Editura Academiei R. S. România, 1968–1972.

[20] KELEMEN, A. *Acţionări electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1976.

[21] KÜMMEL, FR. *Elektrische Antriebstechnik.* Berlin, Heidelberg, New York, Springer Verlag, 1971.

[22] LANGHOFF, J. şi RAATZ, E. *Geregelte Gleichstromantriebe.* Berlin, Elitera Verlag, 1977.

[23] LEONHARD, W. *Einführung in die Regelungstechnik. Lineare Regelvorgänge.* Braunschweig, Fr. Vieweg Verlag, 1972.

[24] MATLAC, I., CERNAT, M. şi SZÉKELY, I. *Convertoare electrice.* Universitatea din Braşov, 1975 (xerografiat).

[25] MICU, EM. *Maşini şi acţionări electrice.* Institutul de învăţământ superior Baia Mare, 1977.

[26] NICOLAIDE, A. *Maşini electrice. Teorie şi proiectare,* vol. I şi II. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.

[27] PAPADACHE, I. *Automatica aplicată.* Ediţia a II-a. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

[28] RÁCZ, I. ş. a. *Villamos hajtások.* Budapesta, Tankönyvkiadó, 1971.

[29] RAMSHAW, R. S. *Power Electronics. Thyristor controlled power for electric motors.* Londra, Chapman and Hall, 1973.

[30] SAAL, C. *Acţionări electromecanice. Comportarea motoarelor electrice uzuale. Alegerea motoarelor.* Institutul politehnic din Braşov, 1970 (xerografiat).

[31] SAAL, C. şi ŢOPA, I. *Acţionări electromecanice. Comanda automată. Acţionări reglabile.* Universitatea din Braşov, 1972 (xerografiat).

[32] SAAL, C. şi DAN, Ş T. *Acţionări electrice şi automatizări,* partea I şi II. Universitatea din Braşov, 1978 (xerografiat).

[33] SAAL, C. *Echipament electric şi automatizarea utilajelor de prelucrări la cald.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1966.

[34] SEBASTIAN, L. *Automatică.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1973.

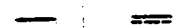
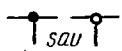
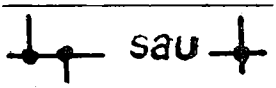
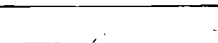
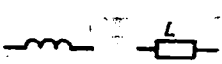
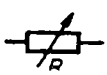
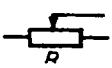
[35] SOKOLOV, M. M. *Avtomatizirovanii elektroprivod obşcepromnişlennih mehanizmov* (ed. III-a). Moscova, Energhia, 1976.

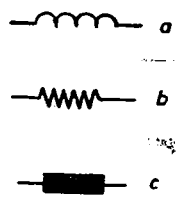
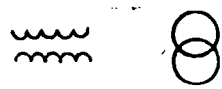
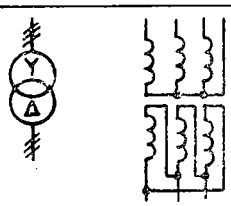
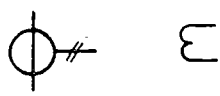
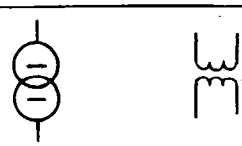
[36] TEODORESCU, D. *Sisteme automate*. Timișoara, Editura Facla, 1974.
[37] TUNSOIU, GH. Acționări și automatizări. București, Editura didactică și pedagogică, 1968.
[38] VOGEL, J. ș. a. *Grundlagen der elektrischen Antriebe mit Berechnungsbeispielen*. Berlin, VEB Verlag Technik, 1977.
[39] WEINRICH, G. ș. a. *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*, vol. I și II. București, Editura tehnică, 1970.
[40] × × × *Electrical Engineer's Reference Book*. Londra, Boston, Butterworth, 1973.
[41] × × × *Die Technik der elektrischen Antriebe*, vol. I (ed. VI). Grundlagen. Berlin, VEB Verlag Technik, 1976.
[42] × × × (Colectiv de elaborare I.P.A.) *Echipamente modulare cu semiconductoare de putere*, vol. I. București, M.I.C.M.U.E. — C.I.E.T.A., 1975.

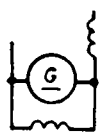
Simboluri literale în schemele de acționări electrice

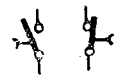
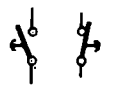
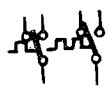
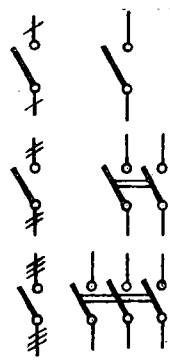
Grupa de aparate sau de mașini	Simbolul	Exemple
Întreruptoare	*a*	Separatoare, întreruptoare de putere, întreruptoare automate, controlere
Întreruptoare auxiliare	*b*	Întreruptoare de comandă, butoane de comandă, chei de comandă și separație, fișe
Contactoare	*c*	Contactoare de putere
Dispozitive de protecție	*e*	Siguranțe, declanșatoare, relee de protecție, relee de gaze (Buchholz), întreruptoare centrifuge
Transformatoare de măsurat și traductoare	*f*	Transformatoare de măsurat, șunturi și traductoare
Aparate de măsurat	*g*	Ampermetre, voltmetre, debitmetre, termometre
Avertizoare luminoase și acustice	*h*	Avertizoare optice, relee cu clapetă, contoare numerice, sonerii, hupe
Condensatoare și bobine	*k*	Condensatoare de tot felul, reactanțe inductive și bobine de filtraj
Mașini electrice și transformatoare	*m*	Generatoare, motoare, convertizoare și transformatoare
Tuburi, semiconductoare și amplificatoare	*p*	Tuburi cu vid sau gaz, semiconductoare și amplificatoare
Rezistoare	*r*	Rezistoare de pornire, de cîmp, de frînare
Alte aparate mecanice de acționare cu servomotor	*s*	Robinete electromagnetice, robinete cu servomotor, cuplaje magnetice, electromagneți de ridicare
Dispozitive complexe	*u*	Dispozitive complexe formate din aparatele specificate în acest tabel. De exemplu: instalații de încercare, instalații de comandă, mutatoare, precum și toate părțile instalațiilor care nu sînt cuprinse în aparatele specificate în acest tabel
Elemente logice	*y*	Elemente fundamentale ale sistemelor de comutație statică („TIMP", „NICI")
Armături mecanice diverse	*v*	Diverse robinete, vase de condensație sau separație, filtre de aer etc.

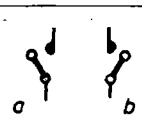
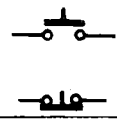
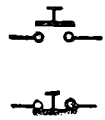
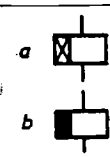
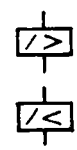
Simboluri grafice folosite în schemele de acționări electrice

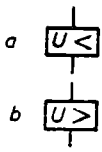
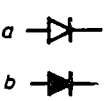
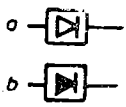
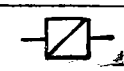
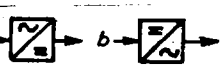
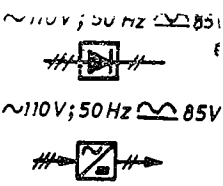
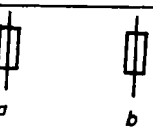
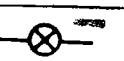
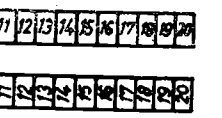
Nr. crt.	Denumirea	Semnul convențional	STAS
1	Curent continuu, tensiune continuă		1590/1—71
2	Curent alternativ, tensiune alternativă (în general)		1590/1—71
3	Curent pulsatoriu sau redresat		1590/1—71
4	Curent continuu și alternativ		1590/1—71
5	Bornă, conexiuni la borne		1590/2—71
6	Derivația conductoarelor		1590/2—71
7	Derivație dublă		1590/2—71
8	Încrucișare a două conductoare fără legătură electrică		1590/2—71
9	Rezistență (în general)		1590/2—71
10	Rezistența nereactivă		1590/2—71
11	Impedanță		1590/2—71
12	Reactanță inductivă		1590/2—71
13	Rezistență variabilă. Semn general		1590/2—71
14	Rezistență variabilă cu contact mobil, Semn general		1590/2—71
15	Reostat		1590/2—71

0	1	2	3
16	Înfăşurare, bobină de compensare, bobină limitatoare. Se recomandă semnul *a*). Pentru înfăşurările serie se vor desena mai puţine semicercuri, în raport cu înfăşurările derivaţie		1590/2—71
17	Condensator. Semn general. Distanţa dintre liniile paralele trebuie să fie 1/3...1/5 din lungimea lor		1590/2—71
18	Condensator variabil. Semn general		1590/2—71
19	Cutie terminală		1590/3—71
20	Transformator cu două înfăşurări separate. Semn general		1590/4—71
21	Transformator trifazat cu două înfăşurări separate. Conexiune: stea cu punctul neutru accesibil — triunghi		1590/4—71
22	Transformator de curent. Semn general		1590/4—71
23	Transformator de tensiune monofazat sau bifazat		1590/4—71
24	Element de transductor magnetic		1590/4—71
25	Transductor magnetic. Semn general pentru scheme funcţionale (bloc)		1590/4—71

0	1	2	3
26	Amplificator magnetic. Semn general pentru scheme-bloc		1590/4—71
27	Generator de curent continuu		1590/5—71
28	Motor de curent continuu		1590/5—71
29	Generator (*G*) sau motor (*M*) de curent continuu, cu excitație serie. În exemplu, motor		1590/5—71
30	Generator (*G*) sau motor (*M*), cu excitație separată. În exemplu, generator		1590/5—71
31	Generator (*G*) sau motor (*M*), de curent continuu, cu excitație în derivație. În exemplu, motor		1590/5—71
32	Generator (*G*) sau motor (*M*) de curent continuu, cu excitație mixtă. În exemplu, generator		1590/5—71
33	Generator sincron (semn general)		1590/5—71
34	Motor sincron (semn general)		1590/5—71
35	Motor asincron, cu rotorul în scurt-circuit (semn general)		1590/5—71
36	Motor asincron, cu rotorul bobinat (semn general)		1590/5—71

0	1	2	3
37	Contact normal deschis		1590/6—71
38	Contact normal închis		1590/6—71
39	Contact cu temporizare la închidere: *a*) normal deschis; *b*) normal închis		1590/6—71
40	Contact cu temporizare la deschidere: *a*) normal deschis; *b*) normal închis		1590/6—71
41	Contact comutator fără poziție neutră (cu întreruperea circuitului)		1590/6—71
42	Contact de fine de cursă		1590/6—71
43	Contact acționat de releu termic: *a*) cu revenire automată; *b*) cu zăvorîre mecanică și deblocare manuală		1590/6—71
44	Întreruptor pentru înaltă tensiune (raportul laturilor 1/1) (semn general)		1590/6—71
45	Întreruptor automat de înaltă tensiune (raportul laturilor 1/1,5)		1590/6—71
46	Întreruptor automat de joasă tensiune (semn general)		1590/6—71
47	Exemple de întreruptoare cu pîrghie în aer, de joasă tensiune: — monopolar — bipolar — tripolar	Monofilar Multifilar 	1590/6—71

0	1	2	3
48	Contactor: *a*) normal deschis (denumit uzual contactor); *b*) normal închis (denumit uzual ruptor)		1590/6—71
49	Buton de comandă cu revenire automată: *a*) cu contact normal deschis; *b*) cu contact normal închis		1590/6—71
50	Buton de comandă fără revenire automată: *a*) cu contact normal deschis *b*) cu contact normal închis (cu zăvorîre mecanică)		1590/6—71
51	Ampermetru indicator		1590/7—71
52	Voltmetru indicator		1590/7—71
53	Wattmetru indicator		1590/7—71
54	Varmetru indicator		1590/7—71
55	Turometru (tahometru)		1590/7—71
56	Contor de energie activă		1590/7—71
57	Contor de energie reactivă		1590/7—71
58	Bobină de releu (semn general)		1590/8—71
59	Bobină de releu cu temporizare: *a*) la acționare; *b*) la revenire		1590/8—71
60	Bobină de releu de tensiune: *a*) minimă; *b*) maximă		1590/8—71

0	1	2	3
61	Bobină de releu maximal (*a*) de curent; bobină de releu minimal de curent (*b*)		1590/8—71
62	Pilă electrică sau acumulator (linia mai lungă reprezintă polul pozitiv)		1590/9—71
63	Redresor: *a*) semn general; *b*) cu semiconductori		1590/9—71
64	Grup redresor (redresor+transformator): *a*) semn general; *b*) cu semiconductori		1590/9—71
65	Convertizor static (semn general)		1590/9—71
66	Grup convertizor static: *a*) redresor; *b*) invertor		1590/9—71
67	Exemplu pentru semnul *a*) de la punctul precedent: Grup redresor cu semiconductori alimentaţi în curent alternativ trifazat 110 V, 50 Hz şi furnizînd curent continuu la o tensiune de 85 V		1590/9—71
68	Siguranţă fuzibilă: *a*) semn general; *b*) partea care rămîne întotdeauna sub tensiune poate fi indicată prin îngroşarea liniei respective (raportul 1/2)		1590/9—71
69	Lampă de semnalizare		1590/9—71
70	Sonerie		1590/9—71
71	Hupă (avertizor acustic)		1590/9—71
72	Cleme de şir		1590/9—71

MOTOARE PENTRU MACARA SERIA M2

A.3.1. Caracteristici nominale

Regimul nominal al motoarelor este garantat pentru următoarele condiţii de lucru:
- funcţionare intermitentă cu durata relativă a perioadei active de funcţionare $DA=40\%$, durata unui ciclu fiind de 10 minute;
- porniri şi reversări ale sensului de rotaţie frecvente ;
- pînă la 120 conectări pe oră;
- temperatura mediului ambiant:
  - maximum +40°C;
- altitudinea faţă de nivelul mării: pînă la 1 000 m;
- încălzirea maximă a bobinajului:
  - corespunzător clasei *B* .....80°;
  - corespunzător clasei E .....75°.

A.3.2. Execuţia electrică

Bobinajul statorului şi rotorului este executat din conductoare de cupru rotund, izolate cu emailuri sintetice de calitate superioară, rezistente la temperaturi şi solicitări mecanice şi se impregnează cu lacuri rezistente la temperatură şi umiditate;
- clasa de izolaţie: E şi B;
- frecvenţa 50 Hz;
- tensiuni de alimentare: 220 V; 380 V; 500 V;
- placa de borne este prevăzută cu 6 borne;
- cablurile de ieşire la rotor accesibile direct, ele fiind scoase la partea inferioară a scutului suport.

ANEXA III (continuare)

A.3.3. Motoare asincrone trifazate cu inele colectoare, seria M-2; caracteristici nominale

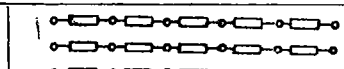
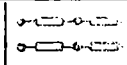
Nr. crt.	Tipul motorului	Regim nominal: $DA=40\%$ ciclu 10 minute									Puterea la DA — 25% [kW]	Puterea la DA — 60% [kW]	Tensiunea între inele [V]	GD^2 [kgf m²]
		Puterea [kW]	Turaţia [rot/min.]	STATOR Curent absorbit la 220 V [A]	STATOR Curent absorbit la 380 V [A]	STATOR Curent absorbit la 500 V [A]	Curentul rotor [A]	Factorul de putere cos φ	Randament %	$\lambda=\frac{M_{max}}{M_N}$				
1	M2–31–6	3	940	14,7	8,5	6,1	26,3	0,69	75	2,3	3,3	2,4	76	0,4
2	M2–41–6	5	930	21,4	12,4	9,38	33	0,73	73,5	3,4	6	4	100	0,45
3	M2–42–6	7,5	940	31,2	18	14,5	29,2	0,76	83	3,4	9	6	175	0,6
4	M2–42–8	5	690	22,8	13,2	10,1	34,2	0,63	75	2,88	6	4	98	0,6

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
5	M2—52—6	11	955	45	26	19,4	35	0,74	85	3	13	9	220	1,05
6	M2—52—8	7,5	715	32	18,5	15,5	29,6	0,72	84	2,25	9	6	175	1,05
7	M2—61—6	16	970	71	41	31,2	41	0,76	85	3,1	19	13	260	2,1
8	M2—61—8	11	725	44,2	25,5	21,5	34,6	0,75	85	2,9	13	9	222	2,1
9	M2—62—6	23	970	91,8	53	43,3	49,7	0,75	87	3	28	18	308	2,94
10	M2—62—8	16	725	64	37	31	40	0,75	85	2,8	19	13	265	2,94
11	M2—62—10	11	580	50,3	29	21	34,1	0,68	84,5	2,73	13	9	200	2,94
12	M2—71—6	32	975	124,7	72	58	67,4	0,78	87	3,8	38	26	314	4,58
13	M2—71—8	23	725	86,5	50	38,7	48,1	0,79	89	3,5	28	18	310	4,58
14	M2—71—10	16	580	65	37,6	29,4	39,8	0,75	86	2,8	19	13	266	4,58
15	M2—72—6	45	975	167	97	78,4	82	0,78	89	3,65	54	38	340	6,23
16	M2—72—8	32	730	123	71	53,2	65,3	0,77	87	3,3	38	26	306	6,23
17	M2—72—10	23	580	91,6	53	49,4	49,3	0,76	87	2,6	28	18	308	6,23
18	M2—91—6	60	975	235	136	193,5	94,3	0,79	91	5,17	72	48	437	14
19	M2—91—8	45	725	166	96	78,8	88,5	0,75	88	3,68	54	36	325	14
20	M2—91—10	32	575	136,7	79	60,3	71	0,75	88	2,9	38	26	304	14

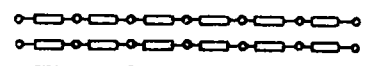
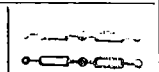
Motoare de curent continuu

Denumire produs		Destinație	Serviciu	Putere P [kW]	Tensiune U [V]	Curent I [A]	Turație n [rot/min]	Randament η [%]	Rezistența bobinajelor la 75°C				Curent de excitație I_{ex} [A]	GD^2 [kgfm²]
Execuție normală	Navală								Indep. sau deriv. [Ω]	Serie sau mixt [Ω]	Poli. aux. [Ω]	Indus. [Ω]		
Ce 32 U	—	Mașini-unelte	S1	0,8	300	3,6	150 – 3000	74	4 680	—	1,45	2,52	0,0785	0,041
Ce 41	Ce 41 N	Acționare pompe	S1	3,5	110 220	39,2 19,75	3 000	81 80	21 22	0,01255 0,0526	0,061 0,2545	0,1115 0,446	0,52 0,42	0,1
Ce 41	Ce 41 N	Acționare pompe	S 1	1,7	110	20	1 450	77	161	0,0484	0,201	0,363	0,68	0,1
Ce 42 UF	—	Mașini de rectificat	S 1	2,2	330	8,5	3 000		1 640	—	0,417	0,658	0,2	0,117
Cd 42 UV	—	Mașini-unelte	S 1	2,2	275	10,5	3 000		1 665	—	0,308	0,454	0,203	0,135
Ce 42	Ce 42 N	Acționare pompe	S 1	2,66	110 220	30 15	1 500 2 300	80,5 80,5	404	0,0904	0,4255	0,189 0,721	0,53	—
Ce 52 F	Ce 52 FN	Acționare ventilatoare	S 1	2,4	110	28,3	980	82	106	0,031	0,136	0,25	1	0,28
Ce 53	Ce 53 N	Acționare pompe	S 1	4	110 220	44 22	1 500	82	142	0,025	0,085	0,127	0,775	0,228
Ce 61	Ce 61 N	Acționare pompe	S 1	6,2	110	68	1 500	82	146	0,018	0,0415	0,105	0,73	0,38
Ce 82	Ce 82 N	Acționare pompe	S 1	12,5	110	134	1 050	84	75	0,00515	0,0185	0,0366	3,55	—
Ce 82	Ce 82 N	Acționare pompe	S 1	12,5	110	134	1100 1450	84	40	0,00512	0,0169	0,0347	1,6	1,9
MW-2-motor	—	Grup Ward-Leonard	S 1	3,5	220	20	1 000	79,5	156	0,015	0,176	0,332	0,664	
GW-2b-gen.	—	Grup Ward-Leonard	S 1	4,6	230	20	1 000	78	186	0,324	0,194	0,349	0,6/ 0,86	

Rezistențe pentru motoare macara tip M-2

Tipul motorului	P [kW]	n [rot/min]	Parametrii rotorici		Rezistențe de pornire								Rezistența reglaj fin				
			U/ fază [V]	*I*/ fază [A]	Tip						Normă internă	Desen gabarit	Tip			Normă internă	Desen gabarit
						a_0 a_1 a_2 a_3 a_4 a_5								a_0 a_1 a_2			
						a_0-a_5	a_1-a_5	a_2-a_5	a_3-a_5	a_4-a_5				a_0-a_1	a_0-a_2		
M2—31—6	3	1 000	43,8	26,3	TR—1.1	—	1,342	0,536	0,268	0,134	MICM—E NID	PA 42 862	SR 1.1	2,32	1,4	MICM—E NID	PA 42 808
M2—41—6	5	1 000	58	32,9	TR—1.2	—	1,407	0,469	0,201	0,067			SR 1.2	1,8	0,65		
M2—42—8		750	56,6	34,2													
M2—42—6	7,5	1 000	101	29,2	TR—1.3	2,546	1,206	0,67	0,268	0,134			SR-1.3	4	1,6		
M2—52—8		750	101	29,6													
M2—52—6	11	1 000	127	35	TR—1.4	2,948	1,072	0,536	0,268	0,134							
M2—61—8		750	122	34,6													
M2—62—10		600	116	34,1													
M2—61—6	16	1 000	150	41													
M2—62—8		750	153	40													
M2—71—10		600	154	39,8													
M2—62—6	23	1 000	178	49,5	ZR-7.1c	2,76	1,44	0,66	0,30	0,12	MICM—E NID 1599—65	PA 42 918	ZR-5.5	4,44	2,58		PA 42 917
M2—71—8		750	179	48,1													
M2—72—10		600	178	49,3													
M2—71—6	32	1 000	182	67,4	ZR-7.2c	2,1	0,96	0,42	0,18	0,06			ZR-7.5	3	1,68	MICM—E NID 1599—65	PA 42 918
M2—72—8		750	178	65,3													
M2—91—10		600	176	71													
M2—72—6	45	1 000	197	82	ZR-7.4	1,89	0,9	0,39	0,18	0,06			ZR-7.6	2,7	1,5		
M2—91—8		750	194	88,5													
M2—91—6	60	1 000	250	90	ZR-7.3c	2,28	1,14	0,42	0,18	0,08			ZR-7.6	3,36	1,68		

Rezistenţe pentru motoare macara tip M-3B

Tipul motorului	P [kW]	n [rot/min]	Parametrii rotorici		Rezistenţe de pornire							Normă internă	Desen gabarit	Rezist. reglaj fin			Normă internă	Desen gabarit
			U/ fază [V]	I_2/ fază [A]	Tip									Tip				
						a_0-a_6	a_1-a_6	a_2-a_6	a_3-a_6	a_4-a_6	a_5-a_6				a_1-a_2	a_1-a_2		
M3-41-6B	3	1 000	46,7	26	TR-1.5			1,474	0,67	0,268	0,134	MICM—E NID	PA 42 862	SR-1.6	2,1	1,06	MICM—E NID	PA—42 808
M3-42-6B	5	1 000	66,5	28,8	TR-1.6			2,01	0,67	0,268	0,134			SR-1.7	3	1,3		
M3-52-6B	7,5	1 000	79,4	35,4	TR-1.7		1,943	0,603	0,201	0,134	0,067			SR-1.8	4,6	2,18		
M3-61-8B		750	82	35														
M3-61-6B	11	1 000	129	32,7	TR-1.8		3,417	1,139	0,469	0,201	0,067							
M3-62-8B		750	133	31,7														
M3-71-10B		600	130	32,4														
M3-62-6B	16	1 000	156	39,2														
M3-71-8B		750	150	40,8														
M3-72-10B		600	150	41														
M3-71-6B	23	1 000	169	52,3	ZR-7.8		2,7	1,02	0,42	0,18	0,06	MICM—E NID	PA—42 918	TR-1,9	3,75	1,072	MICM—E NID	PA—42 918
M3-72-8B		750	167	53														
M3-91-10B		600	173	53,8														
M3-72-6B	32	1 000	166	72	ZR-7.9		2,04	0,90	0,42	0,18	0,06			ZR-7.12	3	1,08	MICM—E NID	PA 42 918
M3-91-8B		750	152	18,6														
M3-92-10B		600	165,2	72,4														
M3-91-6B	45	1 000	185	90,6	ZR-7.10	1,65	0,81	0,45	0,21	0,09	0,03			ZR-7.13	2,46	1,08		
M3-92-8B		750	178	94,5														
M3-92-6B	60	1 000	247	89	ZR-7.11	2,28	1,08	0,48	0,21	0,09	0,03			ZR-7.7	3,36	1,68		

Rezistențe tip ZR

Tip	Caracteristici tehnice								STAS NI, PNI	Mașină comandată
	Putere motor [kW]	Turație motor [rot/min]	Curent [A]	Tensiune [V]	Rezistență (Ω)	Durata act.	Protecție	Gabarit		
ZR-516	3	1 000	26,3	108	3×0,86	40	IP 22	PA–42 831	MICM-E-NIP 1599–65	Motoare macar din seria M2
ZR-526	5	750–1 000	33	62	3×1,14	40	IP 22	PA–42 831	„	„
ZR-536	7,5	600-750-10³	28	110	3×2,32	40	IP 22	PA–42 831	„	„
ZR-546	11-16	600-750-10³	41	150	3×2,31	40	IP 22	PA–42 831	„	„
ZR-716	23	600-750-10³	50	185	3×3	40	IP 22	PA–42 832	„	„
ZR-7.2b	32	750-1 000	71	195	3×2,1	40	IP 22	PA–42 832	„	„
ZR-9.1b	45	1 000	86	210	3×1,62	40	IP 22	PA–42 833	„	„
ZR-7.3b	60	1 000	89	227	3×1,83	40	IP 22	PA–42 832	„	„
ZR-602b	3	1 000	26,3	43,8	3×1,38	40	IP 22	PA–42 750	CS–196–6	M2–31–6
ZR-602b	7,5	1 000	28,1	105	3×1,53	40	IP 22	PA–42 727	„	M2–42–6
ZR-602b	11	1 000	34,2	131	3×1,30	40	IP 22	PA–42 750	„	M2–52–6
ZR-602b	11	1 000	34,2	131	3×1,47	40	IP 22	PA–42 750	„	M2–56–6
ZR-602b	16	1 000	41	150	3×8,25	40	IP 22	PA–42 750	„	M2–61–6
ZR-604b	7,5	1 000	28,1	105	19+124+124	40	IP 22	PA–42 006	„	M2–42–6
ZR-17	17	700	1,4–62,5	220	7,4	100	IP 00	PA–42 125	NIP-KG 212-61	C1–83–1–Nm
ZR-661	34	1 750	50–105	750	3 893	100	IP 00	PA–40 952	MIG–E–NI 800–59	Motor tramvai mare viteză
ZR-692	20,6		95	250	16,2	8,8	IP 00	PA–42 697	PNI	Motor loc. electrică de mină 7+250 V
ZR-693	19,5		22,4	550	4,5+0,55+3,5	100	IP 00	PA–42 697	NIP–RG	Motor loc. SSIN 19,5/
ZP-640	77		3–53	750		100	IP 00	PA–41 352	MMCM–E–NI 1 015–61	Motor trolcibuz

ELEMENTE DE CALCUL OPERAȚIONAL

VIII. 1. Transformata Laplace (funcția imagine)

Fie o funcție reală de timp $f(t)$, definită și uniformă aproape oriunde pentru $t \geqslant 0$ și care satisface condiția

$$\int_0^\infty f(t)\mathrm{e}^{-\sigma t}\,\mathrm{d}t < \infty,$$

integrala avînd deci o valoare finită și unică; aici σ este un număr real.

Fiind dată o asemenea *funcție original* $f(t)$, se numește *imaginea Laplace* sau *transformata Laplace* a ei, funcția $F(s)$, de variabilă complexă s, uniform asociată primei prin operația

$$F(s)=\int_0^\infty f(t)\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t, \qquad \text{(VIII—1)}$$

unde $s=\sigma+\mathrm{j}\omega$ este o *variabilă complexă*. Transformata Laplace este astfel definită ca o funcție analitică de s în întreg planul complex.

Se poate demonstra că regula de asociere (VIII—1) este univocă, definind un operator notat cu simbolul $\mathfrak{L}$,

$$F(s)=\mathfrak{L}[f(t)]=\mathfrak{L}[f], \qquad \text{(VIII—2)}$$

care asociază fiecărei funcții original $f(t)$, unde $t \geqslant 0$, o imagine complexă $F(s)$ și al cărei operator invers se notează cu simbolul $\mathfrak{L}^{-1}$.

$$f(t)=\mathfrak{L}^{-1}[F(s)]=\mathfrak{L}^{-1}[F]. \qquad \text{(VIII-2')}$$

Transformarea $\mathfrak{L}^{-1}$, denumită și *transformata Laplace inversă*, asociază fiecărei imagini complexe $F(s)$ o funcție de timp $f(t)$, univoc determinată pentru $t \geqslant 0$. Din punct de vedere matematic avem

$$f(t)=\mathfrak{L}^{-1}[F(s)]=\frac{1}{2\pi\mathrm{j}}\int_{-\mathrm{j}\infty}^{+\mathrm{j}\infty}\mathrm{e}^{st}F(s)\,\mathrm{d}s. \qquad \text{(VIII—3)}$$

Calculul integralelor VIII—1 și VIII—3 nu se discută aici decît pentru unele cazuri simple. Utilitatea practică a transformatelor Laplace rezidă tocmai în faptul că aproape pentru toate funcțiile ce intervin în automatizări s-au efectuat tabele cu perechile de funcții imagine și original („dicționarul" transformatelor Laplace). Evident că pentru a lucra repede și bine cu acestea, este necesară cunoașterea unor reguli („gramatica" calculului operațional), pe care le redăm parțial în aplicațiile următoare.

Aplicații. Folosind expresia (VIII—1) să calculăm imaginile unor funcții frecvent întîlnite în studiul sistemelor de reglare automată.

1. *Imaginea funcției treaptă unitate* sau *unitară 1 (t)*. Deoarece pentru $t \geqslant 0$ funcția treaptă unitate este o constantă de valoare unitate, avem

$$\mathfrak{L}[1(t)]=\int_0^\infty 1(t)\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t=\int_0^\infty \mathrm{e}^{-st}\mathrm{d}t=\frac{1}{s}.$$

2. *Imaginea unei constante.* Pentru o constantă K rezultă

$$F(s)=\int_0^\infty K\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t=-\frac{K}{s}\left[\mathrm{e}^{-st}\right]_0^\infty=\frac{K}{s}.$$

3. *Imaginea unei exponențiale.* Pentru funcția exponențială $\mathrm{e}^{\alpha t}$, cu α real și constant, se obține

$$F(s)=\int_0^\infty \mathrm{e}^{\alpha t}\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t=-\frac{1}{s-\alpha}\left[\mathrm{e}^{-(s-\alpha)t}\right]_0^\infty=\frac{1}{s-\alpha}.$$

4. *Imaginile funcțiilor* $\sin \omega t$, $\cos \omega t$, $\operatorname{sh} \omega t$ și $\operatorname{ch} \omega t$ se obțin repede, exprimînd aceste funcții prin funcții exponențiale. De exemplu, pentru $\sin \omega t$ se obține:

$$F(s)=\int_0^\infty \sin \omega t e^{-st}\, dt=\frac{1}{2j}\int_0^\infty (e^{-j\omega t}-e^{-j\omega t})e^{-st}\, dt=\frac{\omega}{s^2+\omega^2}.$$

În tabelul A. VIII—1 se dau imaginile unor funcții mai des întîlnite.

VIII.2. Corespondența unor operații

Operațiile mai des întîlnite cu funcțiile de timp care intervin în ecuațiile diferențiale ale sistemelor de reglare sînt înmulțirea cu un scalar, adunarea, integrarea și derivarea. Acestora le vor corespunde operații cu transformatele Laplace.

1. *Transformata Laplace a produsului dintre o constantă reală C și o funcție de timp f(t) este egală cu produsul dintre acea constantă și transformata funcției*

$$\mathfrak{L}[Cf(t)]=C\,\mathfrak{L}[f(t)]=CF(s). \qquad \text{(VIII—4)}$$

Este ușor de văzut că avem

$$\int_0^\infty Cf(t)e^{-st}dt=C\int_0^\infty f(t)e^{-st}\, dt=C\mathfrak{L}[f]=CF(s).$$

2. *Transformata Laplace a sumei algebrice a două (sau mai multe) funcții de timp, multiplicate cu constante reale, este egală cu suma algebrică a transformatelor acelor funcții, multiplicate respectiv cu acele constante,*

$$L[C_1f_1(t)\pm C_2f_2(t)]=C_1\mathfrak{L}[f_1]\pm$$
$$\pm C_2\mathfrak{L}[f_2]=C_1F_1(s)\pm C_2F_2(s). \qquad \text{(VIII—5)}$$

Într-adevăr:

$$\int_0^\infty [C_1f_1(t)+C_2f_2(t)]e^{-st}\, dt=$$

$$=C_1\int_0^\infty f_1(t)e^{-st}\, dt\pm C_2\int_0^\infty f_2(t)e^{-st}dt=C_1F_1(s)\pm C_2F_2(s).$$

3. *Transformata Laplace a derivatei unei funcțti de timp este egală cu produsul imaginii funcției cu variabila complexă s, din care se scade valoarea inițială a funcției (teorema derivării):*

$$\mathfrak{L}\left[\frac{df(t)}{dt}\right]=sF(s)-f(0). \qquad \text{(VIII—6)}$$

Demonstrația se bazează pe integrarea prin părți:

$$\mathfrak{L}\left[\frac{df}{dt}\right]=\int_0^\infty \frac{df}{dt}\, e^{-st}\, dt=\left[f(t)e^{-st}\right]_0^\infty+s\int_0^\infty f(t)e^{-st}\, dt=sF(s)-f(0).$$

În cazul unei derivate de ordinul *n*, aplicînd de n ori regula de mai sus se obține relația

$$\frac{d^nf}{dt^n}=s^nF(s)-s^{n-1}\, f(0)-s^{n-2}f^{(1)}(0)-\ldots-f^{(n-1)}(0). \qquad \text{(VIII—7)}$$

TABELUL A.VIII — 1.

Corespondențe dintre funcțiile imagine și original

Nr. crt.	$F(s)$	$f(t)$
1	$\frac{1}{s}$	1
2	$\frac{k}{s}$	k
3	$\frac{1}{s\mp\alpha}$	$e^{\pm\alpha t}$
4	$\frac{1}{s^2}$	t
5	$\frac{1}{s^n}$	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$
6	$\frac{1}{(s-a)^2}$	te^{at}
7	$\frac{1}{1+as}$	$\frac{e^{-\frac{t}{a}}}{a}$
8	$\frac{s}{s^2+\omega^2}$	$\cos \omega t$
9	$\frac{\omega}{s^2+\omega^2}$	$\sin \omega t$
10	$\frac{s}{s^2-\omega^2}$	$\operatorname{ch} \omega t$
11	$\frac{\omega}{s^2-\omega^2}$	$\operatorname{sh} \omega t$

În situația condițiilor inițiale „de repaus" $f(0)=0$, relația (VIII—6) devine

$$\mathfrak{L}\left[\frac{df}{dt}\right]=s\mathfrak{L}[f]=sF(s), \qquad \text{(VIII—8)}$$

adică *derivarea funcției original în raport cu timpul se manifestă prin înmulțirea imaginii cu variabila complexă* s.

4. *Transformata Laplace a integralei unei funcții de timp, în intervalul temporal* $(0, t)$ *este egală cu raportul dintre imaginea funcției și variabila complexă* s *(teorema integrării):*

$$\mathfrak{L}\left[\int_0^t f(\tau)\mathrm{d}\tau\right]=\frac{1}{s}\mathfrak{L}[f]=\frac{F(s)}{s}. \qquad \text{(VIII—9)}$$

Într-adevăr, dacă

$$\int_0^t f(\tau)\mathrm{d}\tau=g(t), \qquad \text{(VIII—10)}$$

se obține

$$\frac{dg}{dt}=f(t) \text{ și } g(0)=0.$$

Cu relația (VIII—7) rezultă

$$\mathfrak{L}[f]=\mathfrak{L}\left[\frac{dg}{dt}\right]=s\,\mathfrak{L}[g],$$

iar cu relația (VIII—9) se obține

$$\mathfrak{L}\left[\int_0^\infty f(\tau)\mathrm{d}\tau\right]=\frac{1}{s}\mathfrak{L}[f]=\frac{F(s)}{s}.$$

5. *Transformata Laplace a funcției* $f(t-T)$ *este* $e^{-Ts}F(s)$, unde $F(s)=\mathfrak{L}[f(t)]$ și $T=$ const., adică

$$\mathfrak{L}[f(t-T)]=e^{-Ts}F(s). \qquad \text{(VIII—11)}$$

Aceasta este *teorema întîrzierii* sau *deplasării*; în tehnica reglării automate, T este denumit *timp mort*.

VIII.3. Determinarea funcției original corespunzătoare unei transformate Laplace date.

Determinarea funcției original, de timp, corespunzătoare unei transformate Laplace date se numește inversiunea transformării Laplace. Pentru determinarea funcției original se utilizează:

a) *tabelele de transformări* — de tipul tabelului A.VIII—1 — date în literatura de specialitate;

b) *teoremele dezvoltării ale lui Heaviside*, în cazul curent întîlnit în automatică în care funcția imagine este raportul a două polinoame întregi în variabila complexă s, polinomul de la numărător avînd un grad mai mic.

Teorema dezvoltării (prima formă). Aceasta se aplică dacă numitorul reprezintă un polinom întreg (rațional) în s, ale cărui rădăcini sau zerouri sînt reale, simple și distincte. Fie

$$F(s)=\frac{Q(s)}{P(s)}=\frac{a_m s^m+a_{m-1}\,s^{m-1}+\ldots+a_1 s+a_0}{b_n s^n+b_{n-1}\,s^{n-1}+\ldots+b_1 s+b_0},$$

unde $m<n$.

În acest caz, funcția imagine se poate descompune într-o sumă de fracții raționale, de forma

$$F(s)=\frac{Q(s)}{P(s)}=\frac{C_1}{s-s_1}+\frac{C_2}{s-s_2}+\ldots+\frac{C_k}{s-s_n}, \qquad \text{(VIII—12)}$$

în care s_k ($k=1, 2, \ldots, n$) sînt rădăcinile ecuației $P(s)=0$, care anulează deci polinomul de la numitorul funcției $F(s)$.

Pentru a calcula coeficientul oarecare C_k ($k=1, 2, \ldots, n$), egalitatea (VIII—12) se înmulțește cu $(s-s_k)$:

$$(s-s_k)\frac{Q(s)}{P(s)}=\frac{C_1(s-s_k)}{s-s_1}+\frac{C_2(s-s_k)}{s-s_2}+\ldots+C_k+\frac{C_{k+1}(s-s_{k+1})}{s-s_{k+1}}+\ldots+\frac{C_n(s-s_k)}{s-s_n}.$$

Se observă că

$$C_k=\lim_{s\to s_k}\left[(s-s_k)\frac{Q(s)}{P(s)}\right].$$

Deoarece s_k este o rădăcină a ecuației $P(s)$, aplicînd regula lui l'Hôpital rezultă

$$C_k=\lim_{s\to s_k}\left[\frac{Q(s)+(s-s_k)\dfrac{dQ(s)}{ds}}{\dfrac{dP(s)}{ds}}\right]=\left[\frac{Q(s)}{P'(s)_s}\right]_{s=s_k}=\frac{Q(s_k)}{P'(s_k)}.$$

Făcînd pe k să ia succesiv valorile 1, 2, ..., n, se calculează astfel toți coeficienții C_k iar relația (VIII—12) trece în

$$F(s)=\sum_{k=1}^{n}\frac{Q(s_k)}{P'(s_k)}e^{s_k t}\frac{1}{s-s_k}=\sum_{k=1}^{n}C_k\frac{1}{s-s_k}.$$

Recurgînd la tabelul A. VIII—1, nr. crt. 3, rezultă funcția original căutată,

$$\boxed{f(t)=\sum_{k=1}^{n}\frac{Q(s_k)}{P'(s_k)}e^{s_k t}.} \qquad \text{(VIII—13)}$$

Această relație se numește *prima formă a teoremei dezvoltării (a lui Heaviside).*

Teorema dezvoltării (a doua formă). Aceasta se aplică dacă numitorul are o rădăcină nulă și deci se poate pune sub forma

$$P(s)=sW(s),$$

în care rădăcinile polinomului $W(s)$ sînt s_k ($k=2, 3, \ldots, n$). Pentru găsirea funcției original se aplică prima formă a teoriei lui Heaviside (VIII—13), observînd că

$$P'(s)=W(s)+sW'(s);\ P'(0)=W(0);\ P'(s_k)=W(s_k)+s_kW'(s_k)=s_kW'(s_k),$$

deoarece s_k este o rădăcină a polinomului $W(s)$. Cu aceste rezultate relația (VIII—13) devine

$$\boxed{f(t)=\frac{Q(0)}{W(0)}+\sum_{k=2}^{n}\frac{Q(s_k)}{s_kW'(s_k)}e^{s_k t}.} \qquad \text{(VIII—14)}$$

Această relație se numește *a doua formă a teoremei dezvoltării (a lui Heaviside).*

Tipul variatorului	V. 1.3	V. 3.2	V3.2 M	V3.2 MV	V 3.3 A
Rețea de alimentare	MONOFAZATĂ 380 V	T R I 220, 380, 400, 415, 440 sau 500 V cu			
Modul de conectare	Transformator încorporat	Prin transformator exterior			
Curentul limită[1]	$1{,}5 \times I_N$	$6{,}5 \times I_N$	$6 \times I_N$		
Reversibilitate	Convertor reversibil în rotor				
Felul frînării	recuperativă				recupe-
Domeniul de variație a turației la M=const. (reglare U)	1: 30	1: 1 000	1: 3 000		
Domeniul de variație a turației la P=const. (reglare i_e)					
Constanța reglării la variația simultană a tensiunii, frecvenței și cuplului de sarcină[2]	±2%+0,5 % n_{max} ±10 % la 3 rot/min.		±1% la n_{max}±30 % la n_{min}.		
Timpul de accelerare de la zero la n		60 ms la n= =900 la 160 ms la n=2 700 rot/min	80 ms la n= =1 980 rot/min.		80 ms la n= =700 rot/min.
Dimensiuni de gabarit Înălțime [mm] Lățime [mm] Adîncime [mm]	1 500 600 300	1000 700 350	500 600 350		
Masa (kg)	270	120	45		
Motor de curent continuu P_N (kW)	2,2	4	1,5 2,5	5,5	4
n_{nom} [rot/min]	1 000—3 000	3 000	3 000		1 200
u_{nom} rotor [V]	110	165	88—110	152—190	152—190
u_{nom} excitație [V]	110	Motor cu inerție redusă cu magneți permanenți			
		rotor disc		rotor cilindric	
Tahogenerator de c.c. Răcire motor	Auto-ventilație	RED 444 60 V c.c./ 1 000 rot/ min		Hübner 20 V c.c./1 000 rot/min.	

1 Curentul limită indicat este valoarea maximă ce poate fi asigurată de variator, curentul limită va fi scăzut corespunzător de către beneficiar în funcție de caracteristicile motorului utilizat.

tiristoare fabricate de Electrotehnica Bucureşti

V 3. 3 B	V 3. 4	V 3. 5 R	V 3. 6/15,30	V 3. 6/15,30	V 3,6/1530	V 3. 6/ 100
F A Z A T A						
abateri ±10% şi frecvenţă 50 (60) Hz cu abateri ±4%						
Direct de la reţeaua de 3×380 V sau prin autotransformator exterior pentru alte tensiuni						
$2\times I_N$		$1{,}2\times I_N$	$1{,}2\times I_N$	$1{,}2\times I_N$		
Contactor de sens în rotor			Convertor reversibil în excitaţie	Nereversibil		
rativă	recuperativă			Frînare liberă, datorită cuplului rezistent		
1: 100		1: 5	1: 20	1: 10	1: 10	1: 10
		3: 1	3: 1			
±1% la n_{max} ±3% ±0,5% la n_{min}.		±1% la n_{max} ±2,5% la n_{min}.	±0,5% la n_{max}; 2,5% la 0 ,1 n_N. ±3% la 0,05 n_N.	±1% la n_N ±5% la n_{min}		
1 100	aprox. 1 550	1 800	1 830	1 300	1 300	1 800
700	700	700	700	700	700	700
375	375	375	375	375	475	475
140	160	220	300	200		
5,5/7,5	11/15	15; 22; 30	55	15; 30	55	100
3 000		600—1 500	600—1 500	800—3 000		
380	380	380	380	380		
110	110	110	110	110		

RED 444
60 V c.c./1 000 rot/min ventilaţie forţată independentă

2. Toate variatoarele, în afară de V 3.6, se pretează la comandă numerică.

Coli de tipar: 26,5. Format 16/70×100.
Hîrtie tipar adînc : 70×100/52.
Bun de tipar : 20.III.1980.
Ediția 1980.

Întreprinderea poligrafică Brașov
Str. Zizinului nr. 110
Comanda nr. 1148
Republica Socialistă România